



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO TÉCNICO DE TELECOMUNICACIÓN, ESPECIALIDAD  
EN SONIDO E IMAGEN

Título del proyecto:

DISEÑO Y TEST DE SISTEMAS DE ACONDICIONAMIENTO  
ELECTRÓNICO PARA SENSORES BASADOS EN  
MAGNETOIMPEDANCIA.

Javier Vela Equiza

C. Aristóteles De la Cruz Blas

Pamplona, 20 de Julio del 2011



## Agradecimientos

En primer lugar, debo expresar mi más sincera gratitud a mi tutor de proyecto Carlos A. De La Cruz por concederme el privilegio de trabajar con él y por estar siempre dispuesto a ayudarme. Quería agradecer a José Maria Algueta su interés mostrado en ayudarme a aprender a manejar el ORCAD Layout PLUS y cómo fabricar un PCB. Y también a Cristina Gómez Polo por proporcionarnos los sensores de magnetoimpedancia.

Gracias a mis compañeros de laboratorio por el clima de compañerismo reinante, sin el cual las cosas serían bastante duras.

Gracias a mis padres, porque para ellos la educación siempre fué lo primero.

Gracias a aquellas admirables personas que han decidido liberar su conocimiento y su trabajo, compartiéndolo con el resto del mundo de forma desinteresada.

Gracias Shey por tu compañía, por tu paciencia y por tu infinita capacidad de comprenderme, con la que aún hoy, tras más de siete años juntos, me consigues sorprender.

Por último, gracias a Gabriele Moser por no contestar a mis e-mails, si no fuera por tu poco interés no habría empezado este proyecto fin de carrera.

Pamplona, Junio de 2011.

# ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>7</b>
1.1 Objetivos y planteamiento del proyecto.....	8
1.2 Estructura de la memoria.....	10
<b>CAPÍTULO 2: LA MAGNETO-IMPEDANCIA.....</b>	<b>11</b>
2.1 Introducción a la magneto-impedancia.....	11
2.2 Principios de la magneto-impedancia.....	12
2.3 Variación de la impedancia del sensor .....	13
2.4 Modelo de simulación eléctrico.....	14
2.5 Acondicionamiento de la señal del sensor.....	16
2.5.1 Sistema adaptador del sensor de MI .....	16
2.5.2 Otros circuitos diseñados con el sensor de MI.....	20
2.6 Aplicaciones de los sensores de MI.....	21
<b>CAPÍTULO 3: OSCILADORES COLPITTS.....</b>	<b>23</b>
3.1 Principios de los osciladores.....	23
3.2 Criterio de oscilación .....	24
3.3 Osciladores sintonizados LC .....	25
3.3.1 Osciladores Colpitts.....	26
3.3.2 Oscilador Colpitts con emisor común.....	28
3.3.3 Oscilador Colpitts en base común .....	31
3.3.4 Oscilador Colpitts con colector común.....	36
3.3.5 Oscilador Colpitts con puerta NOT.....	37
3.4 Osciladores Colpitts con el sensor de MI.....	41
3.4.1 Oscilador Colpitts con puerta NOT y sensor de MI.....	41
3.4.2 Oscilador Colpitts en colector común y sensor MI.....	42
<b>CAPÍTULO 4: CIRCUITOS ESTUDIADOS.....</b>	<b>44</b>
4.1 Circuito propuesto.....	44
4.2 Biestables.....	45
4.2.1 Biestables R-S.....	45
4.2.2 Biestables J-K.....	49
4.2.3 Biestables D.....	50
4.2.4 Estudio del circuito integrado 7476.....	50
4.3 Circuitos antirrebotes.....	54
4.4 Detectores de flancos.....	57
4.4.1 Detectores de flancos con puertas lógicas.....	57
4.4.2 Detectores de flancos con malla RC y puerta NOT.....	59
4.4.3 Detectores de flancos con biestables D y puertas NOT.....	60

4.5 Circuitos divisores de frecuencia y contadores.....	62
4.5.1 Estudio del circuito integrado 7493.....	63
4.5.2 Diseño de un divisor de frecuencia entre 256 .....	64
4.6 Circuito visualizador.....	66
4.6.1 Displays de 7 segmentos.....	66
4.6.2 Estudio del circuito decodificador 7448.....	69
3.6.3 Diseño de decodificadores.....	70
4.7 Diseño del sistema de control.....	71
4.7.1 Diseño del sistema de control A.....	72
4.7.2 Diseño del sistema de control B.....	74
<b>CAPÍTULO 5: RESULTADOS.....</b>	<b>76</b>
5.1 Diseño del esquema eléctrico.....	76
5.1.1 Oscilador de referencia.....	79
5.1.2 Oscilador variable.....	80
5.1.3 Divisor de frecuencia.....	81
5.1.4 Sistema de control.....	82
5.1.4.1 Pulsador y circuito antirrebotes.....	84
5.1.4.2 Detectores de flancos positivos y negativos.....	85
5.1.4.3 Biestables J-K y puerta AND.....	86
5.1.5 Multiplicador de señales.....	87
5.1.6 Contador de pulsos.....	89
5.1.7 Decodificadores y displays.....	91
5.1.8 Regulador de tensión.....	93
5.1.9 Montaje del prototipo.....	94
5.2 Diseño del PCB.....	95
5.2.1 Capa TOP.....	96
5.2.2 Capa BOTTOM.....	97
5.2.3 Fabricación de la placa.....	98
5.3 Resultados .....	99
5.3.1 Características de los sensores de MI utilizados.....	99
5.3.2 Frecuencias de oscilación del oscilador variable.....	101
5.3.3 Frecuencias de oscilación del oscilador de referencia.....	102
5.3.4 Comprobación del funcionamiento de la placa.....	102
5.3.5 Resultados de la placa como modulador en frecuencia.....	105
5.4 Resultados de la placa mejorada.....	108
5.4.1 Mejoras realizadas.....	110
5.4.2 Frecuencias del oscilador de referencia de la versión mejorada.....	110
5.4.4 Resultados de la versión mejorada como modulador en frecuencia.....	111
<b>CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES.....</b>	<b>113</b>
6.1 Conclusiones.....	113
6.1.1 Conclusiones del diseño con OrCAD.....	113

6.1.2 Conclusiones de la fabricación del circuito impreso.....	114
6.1.3 Conclusiones de los resultados obtenidos.....	115
6.2 Propuestas de Mejoras.....	116
6.3 Líneas futuras de trabajo.....	118
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>119</b>

# CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

El empleo de los sensores en la tecnología, tanto en el ámbito industrial como doméstico, se ha vuelto usual; la medición de magnitudes mecánicas, térmicas, eléctricas y químicas en sectores como industrias automatizadas, la robótica, la ingeniería experimental, el ahorro energético, el control ambiental, automóviles, electrodomésticos, computadoras, son tareas que serían impensables sin la aplicación de los sensores

La enorme cantidad de sensores que existen nos están ayudando a cubrir todas las áreas donde se necesita medir, controlar, rectificar o transmitir algo, para que éste se lleve a cabo de manera simple, eficaz y con cada vez menos intromisión humana.

Un sensor es un dispositivo capaz de medir magnitudes físicas o químicas, llamadas variables de instrumentación, y transformarlas en variables eléctricas. Los sensores están agrupados según la magnitud eléctrica que varía (resistencia, inductancia, capacidad) o que se genera. Las variables más comunes que podemos hallar en la industria son para medición de temperatura, presión, fuerza, distancia, detección de presencia, y/o posición de piezas o para marcar las etapas de un proceso. Pero también se utilizan para variables más complejas como las utilizadas para la detección de radiación y conductividad.

En este trabajo se han utilizado sensores de magneto-impedancia (MI). Estos sensores son microhilos fabricados de una aleación de boro, cobalto, hierro, manganeso, níquel, silicio y recubiertos de un material nanocristalino de forma cilíndrica cuyo diámetro oscila entre 100  $\mu\text{m}$  y 125  $\mu\text{m}$ .

Los microhilos de magneto-impedancia son un campo de investigación en alza, y han sido objeto de una gran cantidad de publicaciones en los últimos años. Dado que la magneto-impedancia ocupa una posición muy interesante en el contexto de los sensores magnéticos actuales, son numerosas las aplicaciones prácticas para ella. Por ejemplo, la empresa japonesa Aichi Steel, ha desarrollado este sensor para detectar la posición y la aceleración de teléfonos móviles y han sido integrados en varios modelos de teléfonos móviles comercializados por Vodafone y fabricados por Sharp y Toshiba. La detección del posicionamiento y la aceleración del teléfono presentan numerosas aplicaciones, desde desempeñar la función de una brújula (por ejemplo, en sistemas de posicionamiento interactivo por GPS) hasta la posibilidad de manejar el terminal mediante determinados gestos manuales.

La magneto-impedancia es la variación de la impedancia que experimentan los materiales ferromagnéticos conductores ante cambios de un campo magnético externo. El efecto de la MI está basado en el fenómeno del Efecto Pelicular o *Skin effect*. El efecto pelicular presenta una influencia directa sobre la impedancia ( $Z$ ) de la muestra, haciendo que la corriente que circula por el sensor este concentrada en la superficie del mismo debido a su auto-inductancia. Una vez establecido dicho efecto, el grosor de corriente superficial en la muestra puede controlarse a

través de un campo magnético externo lo cual queda reflejado como cambios significativos en su impedancia. Debido a esta propiedad de estos sensores, el acondicionamiento electrónico de las señales requiere primero crear el efecto pelicular en los sensores para su posterior medida de impedancia. Este requiere alimentar a los sensores con señales periódicas en específicas frecuencias de operación y con determinadas amplitudes para obtener el máximo rendimiento, lo cual supone un reto en la electrónica para su buen principio de operación. En el capítulo 2 se explica con más exactitud los conceptos de la MI, del efecto pelicular y su acondicionamiento electrónico que requieren.

Los sensores electrónicos han ayudado no solo a medir con mayor exactitud las magnitudes, sino a poder operar con dichas medidas. Pero no se puede hablar de los sensores sin sus acondicionadores de señal, y normalmente los sensores ofrecen una variación de señal muy pequeña y es muy importante equilibrar características del sensor con las del circuito que le permite medir, acondicionar, procesar y actuar con dichas medidas.

En este PFC se utiliza un microhilo de magneto-impedancia como elemento inductor para un circuito oscilador Colpitts en el que la frecuencia de oscilación depende del campo magnético. Este tipo de desarrollo ha sido poco propuesto y es la intención de este proyecto ganar cierto conocimiento para saber su alcance y limitaciones, siempre teniendo como premisa utilizar circuitos de acondicionamiento sencillos que puedan ser portables para ser competitivos con los sensores propuestos. Además, se ha desarrollado un sistema para este circuito en el que se puede medir la modulación de la frecuencia. Este sistema consiste básicamente en comparar la señal del oscilador del microhilo de magneto-impedancia con la señal de otro oscilador, que mediante un circuito de control y unos contadores mostraran en unos displays un número proporcional a la frecuencia de oscilación del oscilador Colpitts variable.

Para el desarrollo de esta memoria se han utilizado herramientas de software y medidas experimentales para la caracterización de dicho sensores. OrCAD 16.0 ha sido la principal herramienta para estudiar el comportamiento del sensor mediante su modelo de simulación eléctrico, para realizar el diseño del esquema eléctrico del circuito y para realizar el diseño del PCB del circuito impreso para realizar las medidas experimentales.

Después de esta breve introducción a este trabajo, en el siguiente apartado se procede a explicar claramente los objetivos y la finalidad de este proyecto de fin de carrera de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones, especialidad en Imagen y Sonido en la UPNA.

## 1.1 Objetivos y planteamiento del proyecto

El propósito de este proyecto de fin carrera es diseñar un circuito capaz de medir la modulación en frecuencia de un oscilador en el que su frecuencia depende del campo magnético ejercido sobre un sensor de magneto-impedancia.

Para ello ha sido necesario aplicar los conocimientos aprendidos durante la carrera en asignaturas como Electrónica Analógica, Electrónica Digital, Circuitos y Sistemas I y II, Sistemas Electrónicos Digitales y Física.



Al finalizar este trabajo se pretende obtener los conocimientos y habilidades necesarias para desarrollar un circuito electrónico de principio a fin. Desde comenzar a diseñar la idea con un esquema eléctrico, a fabricar el circuito impreso, soldar los componentes en la placa final y finalmente realizar las medidas experimentales.

Por este motivo, ha sido imprescindible el aprendizaje de un software de diseño electrónico capaz de realizar simulaciones precisas, gestionar proyectos, analizar el funcionamiento de componentes electrónicos y de tener todas las herramientas de diseño necesarias para fabricar el circuito impreso final.

Debido a su extendido uso en el ámbito educacional y a sus posibilidades en el entorno industrial, se decidió utilizar el entorno de OrCAD como principal herramienta de trabajo. Así que en los primeros meses de trabajo se pretendió adquirir un nivel avanzado en el manejo de OrCAD Capture CIS y OrCAD Layout para el diseño, simulación y fabricación de circuitos electrónicos. También, he de mencionar que en el transcurso de este PFC se ha mejorado muchísimo en la destreza de la soldadura electrónica y en la manipulación de herramientas de trabajo, tales como osciloscopios, polímetros o generadores de funciones.

Una vez aprendido a manejar OrCAD, utilizando el modelo de simulación eléctrica del sensor de MI, se buscará la mejor configuración de oscilador con el sensor de MI para que sea lo mas compatible con las puertas digitales y minimizar el número de componentes a emplear. Los posibles osciladores a utilizar se montarán en placas perforadas para comprobar su funcionamiento y forma de interaccionar. Para esto primero se harán las simulaciones usando ORCAD Capture CIS, para luego contrastar los resultados obtenidos de los circuitos montados y para elegir el oscilador Colpitts más adecuado para nuestro circuito final.

A continuación, se desarrollará la idea inicial del diseño del circuito (ver Figura 4.1). Para ello, se estudiará el funcionamiento de los circuitos analógicos y de los circuitos integrados necesarios para poder construir la placa.

También, será necesario desarrollar un sistema de control para seleccionar un solo pulso de la señal cuadrada de la salida del divisor de frecuencias cuando pulsemos el botón de un pulsador manual.

El circuito impreso final servirá como herramienta para estudiar los sensores de magneto-impedancia, ya que podremos saber la sensibilidad que tiene al ser utilizado como modulador de frecuencia.

Finalmente, una vez se obtengan resultados satisfactorios, se propondrán propuestas de mejora del funcionamiento de la placa y se buscarán aplicaciones y alternativas para desarrollar nuevos sistemas para el estudio de sensores de magneto-impedancia.

## 1.2 Estructura de la memoria

En esta sección explicaremos el contenido de cada capítulo así como sus principales características. La memoria consta de 6 capítulos y dos anexos como material complementario.

La descripción de dicho material es la siguiente:

El segundo capítulo está dedicado a los sensores de magneto-impedancia. Las secciones 2.1, 2.2, 2.3 tratarán de introducir y explicar los principios básicos que rigen el funcionamiento de los sensores de magneto-impedancia. En la sección 2.4 se explicará el modelo eléctrico utilizado en ORCAD Capture CIS para simular el comportamiento de los sensores de magneto-impedancia. Finalmente, en la sección 2.5 se mostrarán varios circuitos usados para acondicionar el sensor de MI y en la sección 2.6 se comentarán las aplicaciones que tiene este tipo de sensor.

El capítulo tercero trata sobre circuitos osciladores. El capítulo empieza hablando sobre como funcionan los sistemas osciladores. En la siguiente sección se habla sobre los osciladores LC, centrándose en los osciladores Colpitts, ya que éstos últimos son los que se van a utilizar. En la sección 3.3 se exponen los diferentes osciladores Colpitts que se han estudiado. Se mostrarán los resultados de las simulaciones y de las mediciones, y se contrastarán los resultados para decidir que tipo de oscilador Colpitts utilizar en el circuito final.

En el capítulo cuatro se explicará en que consiste el circuito propuesto para estudiar la variación de la frecuencia de la señal de respuesta de un oscilador con el sensor de magneto-impedancia frente a las variaciones del campo magnético. Se explicará cómo deben de funcionar las diferentes partes de cada circuito y de que subcircuitos componen cada parte para lograr los resultados deseados. Se presentarán diferentes alternativas y ejemplos de los subcircuitos que componen el diseño. Este capítulo se divide en 6 secciones. Los circuitos de los que se hablarán son: el circuito propuesto, los biestables, circuitos antirrebotes, detectores de flancos, circuitos divisores de frecuencia y contadores, circuito visualizadores, y circuitos de control.

El capítulo quinto se explicará cómo se ha diseñado el esquema eléctrico del circuito final, se explicará el funcionamiento de cada bloque, cómo se ha diseñado el PCB, cómo se ha fabricado la placa y se comentarán los resultados obtenidos de los osciladores Colpitts, del funcionamiento de la placa y su relación con la modulación en frecuencia.

Para finalizar, en el capítulo sexto se exponen las conclusiones donde se trata de mostrar la visión del autor sobre el trabajo realizado, evaluando la consecución de los objetivos. Además, se proponen una serie de mejoras y posibles líneas de trabajo futuras.

Se adjunta la bibliografía utilizada para este proyecto y dos anexos (incluidos en el CD) como material complementario, con el único objetivo de que sirvan como ayuda para una mejor comprensión del trabajo realizado: anexo A *Tutorial OrCAD placa\_trans\_DC-v3.0* y anexo B *A phenomenal Spice-model for magneto-impedance sensors*.

## CAPÍTULO 2: LA MAGNETO-IMPEDANCIA

En el capítulo 2 se explicará el funcionamiento del sensor magnético utilizado en este proyecto, cómo cambia su impedancia en función del campo magnético que le rodea, qué tipo de muestras se van a utilizar en los experimentos, qué modelo eléctrico se utilizará. Se comentarán algunas de las aplicaciones comerciales e industriales. Por último, se describirán algunos de los circuitos realizados para acondicionar el sensor de magneto-impedancia.

### 2.1 Introducción a la magneto-impedancia

La magneto-impedancia ( $MI$ ) es la gran variación de impedancia eléctrica que experimentan los materiales ferromagnéticos ante cambios de un campo magnético externo. Este efecto es debido al hecho de que la profundidad de penetración del campo electromagnético depende de la permeabilidad del material.

Aunque el fenómeno fue descubierto y explicado hace décadas, en los últimos quince años ha sido objeto de una gran cantidad de publicaciones, debido al interés que despierta su gran sensibilidad ante pequeñas variaciones de campo.

Son varios los fenómenos por los cuales puede cambiar la impedancia de un material ferromagnético en presencia de un campo magnético variable. Pero la magneto-impedancia está basada en el efecto pelicular. Éste consiste en variaciones de la profundidad de penetración del campo electromagnético en un material conductor, dependiendo, entre otros parámetros, de la permeabilidad de éste.

En un hilo conductor, la circulación de una corriente se distribuye en la superficie de su sección de acuerdo a la frecuencia. En corriente continua o alterna de muy baja frecuencia, toda la sección conduce. A medida que la frecuencia aumenta, la circulación sólo se produce por las zonas exteriores del conductor. A frecuencias muy altas, sólo conduce la superficie exterior. Esto se conoce como “*Skin effect*” (*efecto Pelicular*).

Este fenómeno hace que la resistencia efectiva o de corriente alterna sea mayor que la resistencia óhmica o de corriente continua. Este efecto es el causante de la variación de la resistencia eléctrica, en corriente alterna, de un conductor debido a la variación de la frecuencia de la corriente eléctrica que circula por éste.

El efecto *Skin* también es conocido como efecto pelicular, este efecto produce variaciones en la resistencia cuando existe un incremento en la frecuencia, generalmente a frecuencias altas este efecto se presencia mucho y mas si se trata de resistencias de carbón.

Hay tres grandes grupos de muestras que se utilizan en las investigaciones de magneto-impedancia: hilos, cintas y películas delgadas multicapa. En este trabajo solamente se utilizan

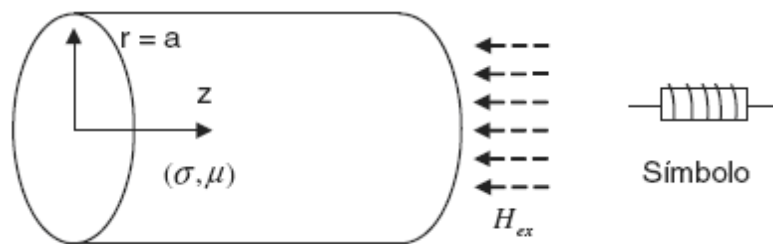
sensores magnéticos en forma de hilo, por lo que solo se expondrán las características de este tipo de muestra.

Los hilos de magneto-impedancia son muestras amorfas o nanocristalinas de forma cilíndrica, cuyo diámetro oscila entre 100 y 125  $\mu\text{m}$ , fabricadas por enfriamiento ultrarrápido. Los hilos han sido objeto de la mayor cantidad de trabajos en el campo de la magneto-impedancia, dada su gran  $MI$  (hasta 700%) y la baja frecuencia en la que estos resultados se alcanzan (entre cientos de KHz y algunos MHz). Su principal inconveniente es la dificultad para integrarlos en el proceso de fabricación automatizada de un sensor.

Las muestras utilizadas para los experimentos se tratan micro-hilos de una aleación de boro, cobalto, hierro, manganeso, níquel, silicio y recubiertos de un material nanocristalino fabricados por enfriamiento ultrarrápido.

## 2.2 Principios de la magneto-impedancia

El principio de la magneto-impedancia, como se ha comentado anteriormente, se basa en el efecto pelicular. En el caso de un hilo ferromagnético, el sensor de magneto-impedancia se puede modelar como un cable cilíndrico de radio  $a$ , la conductividad  $\sigma$  y la permeabilidad circunferencial  $\mu$  como se muestra en la Figura 2.1.



**Figura 2.1** Representación física del sensor de magnetoimpedancia y el símbolo utilizado.  $H_{ex}$  es el campo magnético externo que es aplicado en el eje  $z$  para que produzca cambios en la permeabilidad  $\mu$ .

En la Figura 2.1 también se puede ver el símbolo utilizado para el sensor de magneto-impedancia. Cuando un campo magnético externo  $H_{ex}$  se aplica sobre el sensor, la permeabilidad  $\mu$  es modificada y la impedancia del cable cambia. Usando las ecuaciones de Maxwell, se puede demostrar que la impedancia  $Z$  de un alambre magnético como el representado en la Figura 2.1 se puede expresar de la siguiente manera:

$$Z = \left( \frac{1}{2} \right) R_{DC} k a \frac{J_0(ka)}{J_1(ka)}, \quad (1)$$

$$k = \frac{1-j}{\delta} \quad (2)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \sigma \mu}}. \quad (3)$$

Donde  $\delta$  es la profundidad de campo,  $R_{DC}=1/(\pi\sigma a^2)$  y  $J_1(ka)$  son las funciones de Bessel de primer orden. En la ecuación 1 se considera que  $f$  es una frecuencia sinusoidal fija y que el hilo tiene forma cilíndrica y simétrica. Dos aproximaciones en términos de la profundidad de campo pueden ser derivados de la ecuación 1; para el primer caso si  $\sigma \ll a$  (sin efecto pelicular) entonces la impedancia queda como:

$$Z \approx R_{DC} + j2\pi f \frac{\mu}{8\pi} \quad (4)$$

La ecuación (2) representa un circuito lineal, es decir, la conexión en serie de una resistencia y un inductor. Por otro lado, para el efecto pelicular  $\sigma \gg a$ , la impedancia  $Z$  se puede aproximar por (3):

$$Z \approx \left( \frac{a\sqrt{\sigma}}{2} \right) R_{DC} (1 + j)\sqrt{\pi f \mu} \quad (5)$$

La magnitud de la impedancia de cable varía sensiblemente ante los cambios del campo magnético exterior  $H_{ex}$  debido al efecto pelicular. Finalmente, en (4) se muestra una forma mas compacta de la ecuación (1). Para una explicación mas precisa se recomienda la lectura de [1].

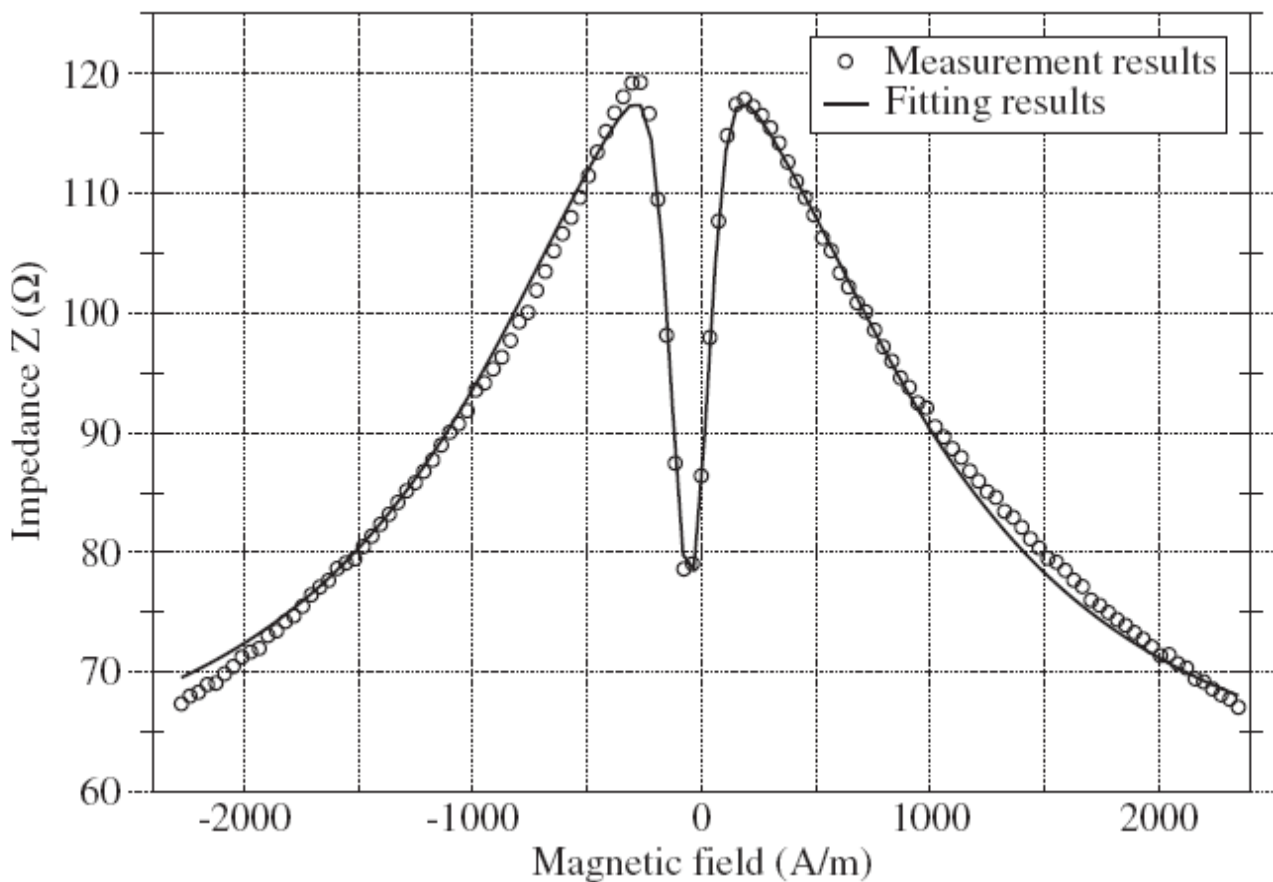
$$Z = \frac{\sqrt{-j2\pi f \mu \sigma}}{2\pi \sigma a} \frac{J_0(\sqrt{-j2\pi f \mu \sigma a^2})}{J_1(\sqrt{-j2\pi f \mu \sigma a^2})} \quad (6)$$

## 2.3 Variación de la impedancia del sensor

La impedancia del sensor varía en función del campo magnético externo que le rodea. En [1] se explica el comportamiento del sensor. Los resultados obtenidos en diversos experimentos indican que la variación de la impedancia no es lineal con el campo magnético. Conforme aumentamos el campo magnético que le rodea al sensor, su impedancia va aumentando de forma progresiva, hasta que llega un punto en el que si seguimos aumentando el campo magnético la impedancia disminuye bruscamente.

Este fenómeno se puede comprobar fácilmente con un imán, un polímetro y el circuito adaptador del sensor que se explica en el apartado 2.4 de este capítulo. Colocamos el polímetro de forma que podamos ver la tensión de salida del circuito. El voltaje de salida cambia con la variación de impedancia del sensor. Al acercar el imán al sensor, su impedancia aumenta progresivamente. Llegaremos a un punto muy cercano al sensor en el que la impedancia del sensor disminuye bruscamente. Si pasamos el imán por encima del sensor y comenzamos a alejarlo en la dirección opuesta a la anterior, observaremos que la impedancia aumenta bruscamente hasta llegar a un punto en el que la impedancia del sensor comienza a disminuir progresivamente.

La Figura 2.2 nos muestra la variación de la impedancia respecto a la variación del campo magnético externo.

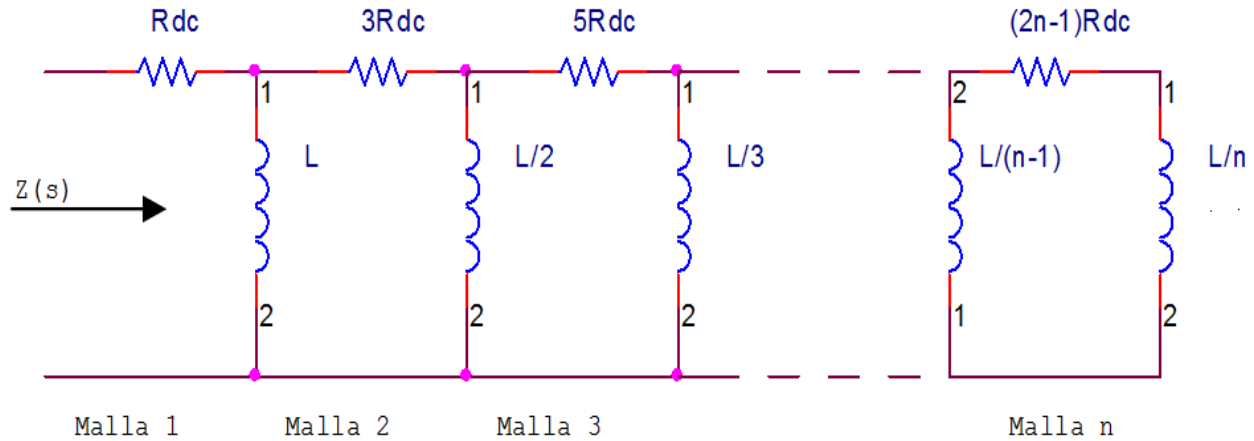


**Figura 2.2** Variación de la impedancia frente al campo magnético.

## 2.4 Modelo de simulación eléctrico

El uso de un modelo de simulación ayuda grandemente en el diseño del acondicionamiento del sensor ya que reduce el tiempo de creación así como también permite hacer experimentos rápidos. En las siguientes líneas se describe el modelo que se usará en este PFC. El modelo de la magneto-impedancia puede ser aproximado como el circuito que se muestra en la Figura 2.3. Notar que el circuito equivalente de la magneto-impedancia está compuesto por componentes pasivos reales y pueden ser fácilmente implementados en cualquier simulador de circuitos. Obviamente, el número de mallas en la Figura 2.3 que se pueden utilizar en el simulador para la aproximación del modelo de la magneto-impedancia debe ser finito.

El modelo MI está basado en (4), y básicamente consiste en la expansión del cociente de las funciones de Bessel usando una fracción continua de Gauss alrededor de  $s=j2\pi f$ . A continuación, la impedancia puede ser expresada como la aproximación de Padé, reorganizando los términos para proporcionar interpretaciones circuitales por medio de la comparación con redes Cauer de tipo 2.



**Figura 2.3** Modelo en Pspice del sensor magnético de hilo.

Las series de Bessel pueden ser definidas usando series hipergeométricas y el cociente  $J_0(\lambda)/J_1(\lambda)$  puede ser expandido usando una fracción continua de Gauss alrededor de  $s=j2\pi f$  (5).

$$\frac{J_0(\lambda)}{J_1(\lambda)} = \frac{2}{\lambda} - \frac{\lambda/4}{1 - \frac{\lambda^2/24}{1 - \frac{\lambda^2/48}{1 - \frac{\lambda^2/80}{\dots}}}} \quad (7)$$

Identificando  $\lambda = \sqrt{-j2\pi f \mu \sigma a^2}$  la impedancia  $Z$  puede ser escrita como:

$$Z(s) = \frac{1}{\pi \sigma a^2} + \frac{\frac{s\mu}{8\pi} \cdot \frac{s\mu \sigma a^2}{1 + \frac{24}{1 + \frac{48}{1 + \frac{80}{\dots}}}}}{\pi \sigma a^2} \quad (8)$$

Finalmente (6) el valor de su impedancia puede ser aproximado mediante redes Cauer de tipo 2 y puede ser escrito como:

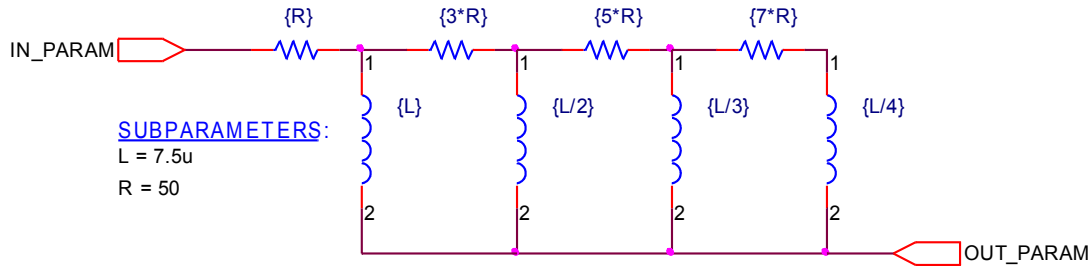
$$Z(s) = R_{DC} + \frac{1}{\frac{1}{sL} + \frac{1}{3R_{DC} + \frac{1}{\frac{2}{sL} + \frac{1}{5R_{DC} + \frac{1}{\frac{3}{sL} + \dots}}}}} \quad (9)$$

Donde  $R_{DC}=1/\sigma\pi a^2$  y  $L=\mu/8\pi$  (recordar que  $\sigma$  es la conductividad del material,  $\mu$  su permeabilidad al campo magnético inducido por la corriente de dirección transversal y  $a$  el área). La aproximación con seis mallas es bastante exacta, con errores por debajo del 1% para frecuencias mayores de 80MHz.

Si  $R_{DC}=50\Omega$  y  $L=7.5\mu H$ , la función de transferencia para cuatro mallas es:

$$Z(s) = \frac{105 \cdot R_{DC}^4 + \frac{735}{4} \cdot R_{DC}^3 \cdot L \cdot s + \frac{255}{4} \cdot R_{DC}^2 \cdot L^2 \cdot s^2 + \frac{25}{6} \cdot R_{DC} \cdot L^3 \cdot s^3 + \frac{1}{24} \cdot L^4 \cdot s^4}{105 \cdot R_{DC}^3 + \frac{315}{4} \cdot R_{DC}^2 \cdot L \cdot s + \frac{25}{2} \cdot R_{DC} \cdot L^2 \cdot s^2 + \frac{5}{12} \cdot L^3 \cdot s^3} \quad (10)$$

Y el modelo del sensor de magneto-impedancia que usaríamos para simular es el de la Figura 2.4



**Figura 2.4** Modelo del sensor de MI con cuatro mallas para utilizar en Pspice.

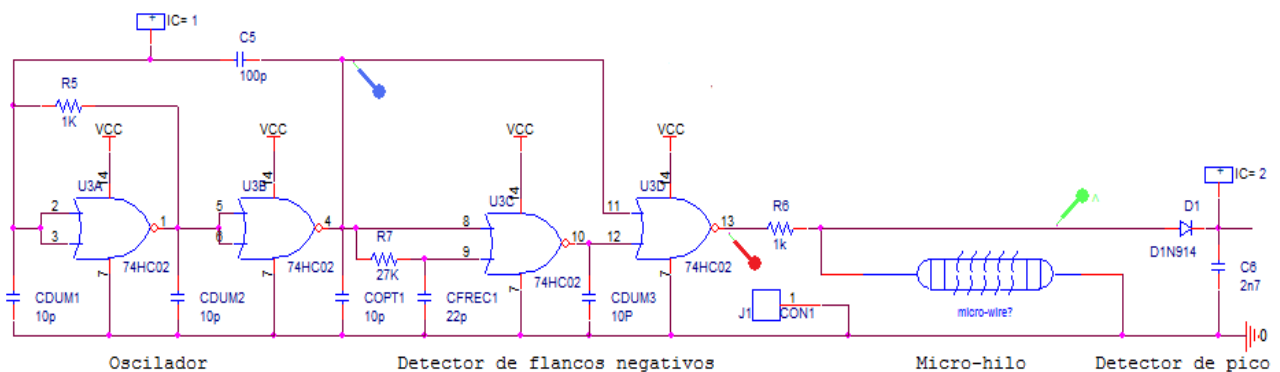
## 2.5 Acondicionamiento de la señal del sensor

En este apartado se describen algunos circuitos diseñados para acondicionar la señal del sensor. Se explicará con detalle el diseño de un circuito en el que su valor de tensión de salida cambia respecto a la variación del campo magnético que rodea al sensor de magneto-impedancia.

### 2.5.1 Sistema adaptador del sensor de MI

El objetivo de este circuito es conseguir una señal de salida continua en el que su voltaje depende del campo magnético. Como sensor magnético se utiliza un micro-hilo de magneto-impedancia como el que se va a utilizar en este proyecto.

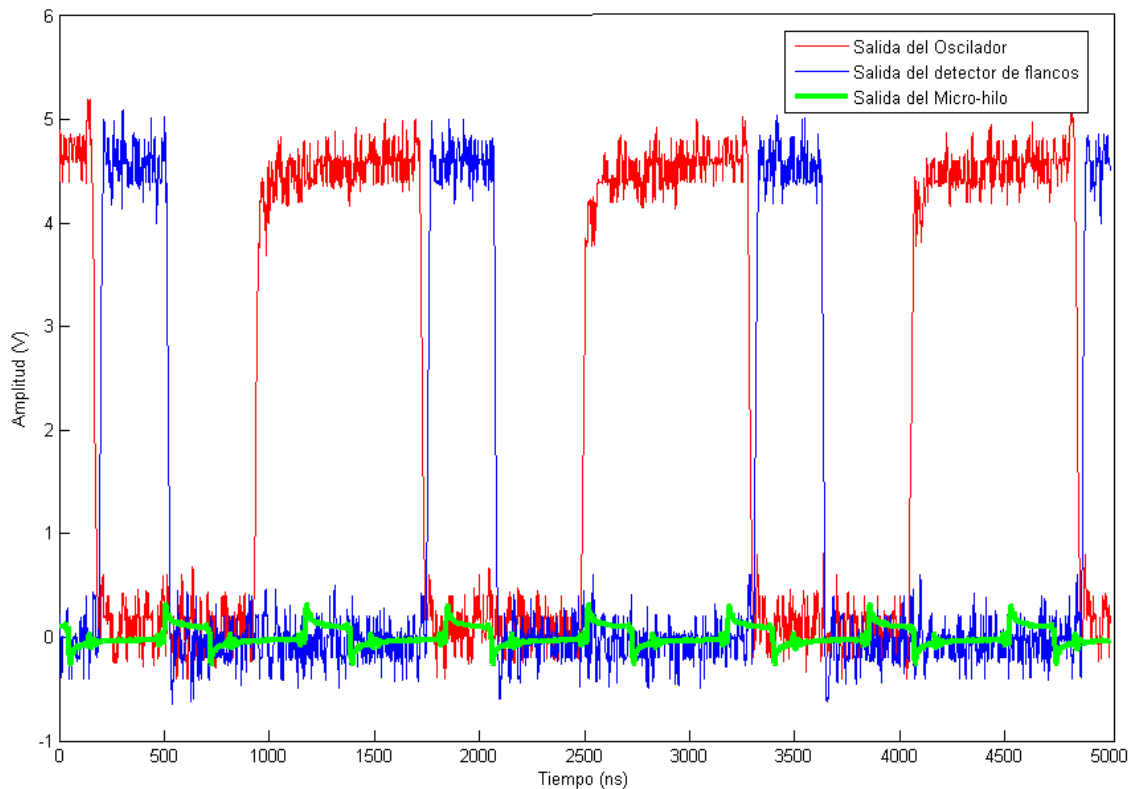
En la Figura 2.5 se muestra un sistema para excitar el sensor de magnetoimpedancia en el que se ha introducido una forma novedosa de generar los pulsos usando el retardo de las puertas lógicas. Está compuesto por un oscilador, un detector de flancos negativos y un detector de pico. A continuación, se explicará su funcionamiento de forma muy breve.



**Figura 2.5** Sistema excitador del sensor de magnetoimpedancia.



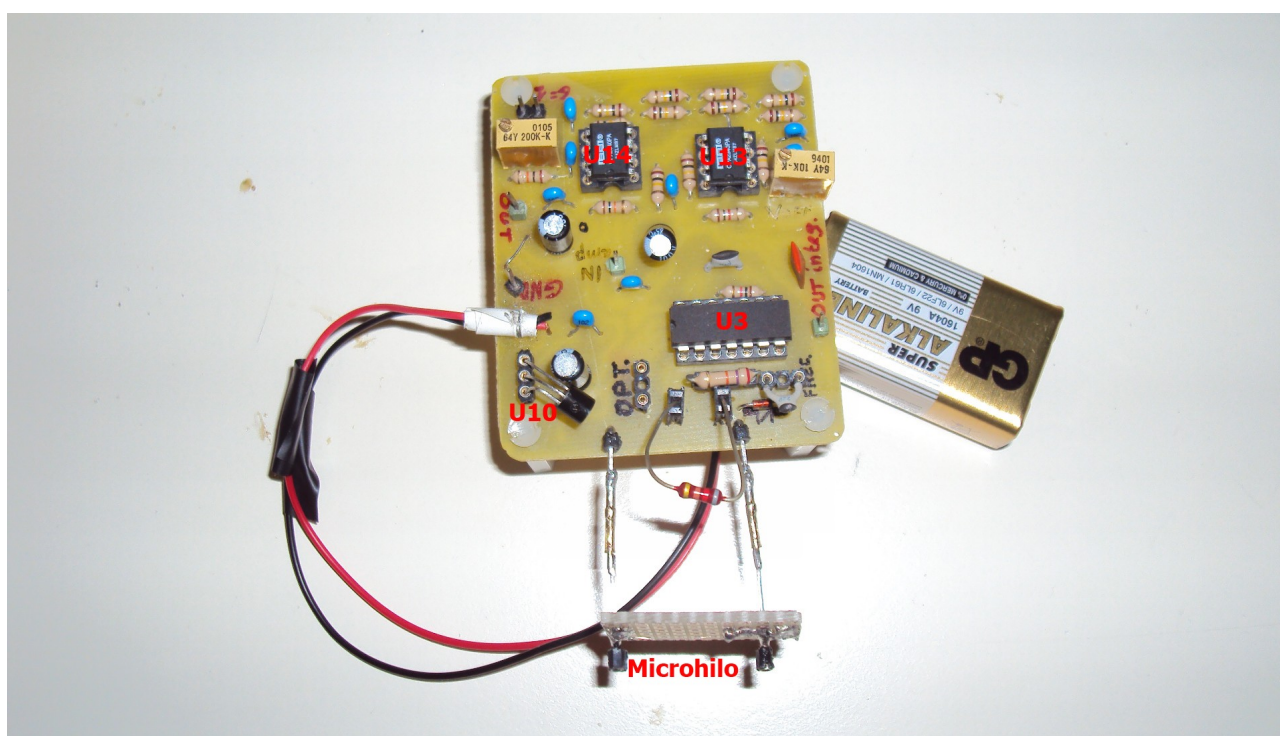
El circuito oscilador genera a su salida una señal cuadrada de  $F=4\text{MHz}$ , es decir, el periodo de la señal es de 250 ns. La salida del oscilador es conectada a un detector de flancos negativos. Este circuito produce un pulso positivo de muy corta duración cuando detecta los flancos de bajada de la señal cuadrada. Este impulso tiene una magnitud de 5V y su duración es de 70 ns aproximadamente.



**Gráfica 2.1** Señales de salida del sistema excitador del sensor de magnetoimpedancia.

Cada vez que el sensor recibe un pulso del detector de flancos, su respuesta es otro impulso en el que su magnitud depende del campo magnético de su alrededor. Para detectar la variación de voltaje de los impulsos producidos por el sensor magnético, a la salida de éste se coloca un detector de pico, que produce una señal de salida continua que es igual al máximo valor de la señal de entrada hasta ese momento.

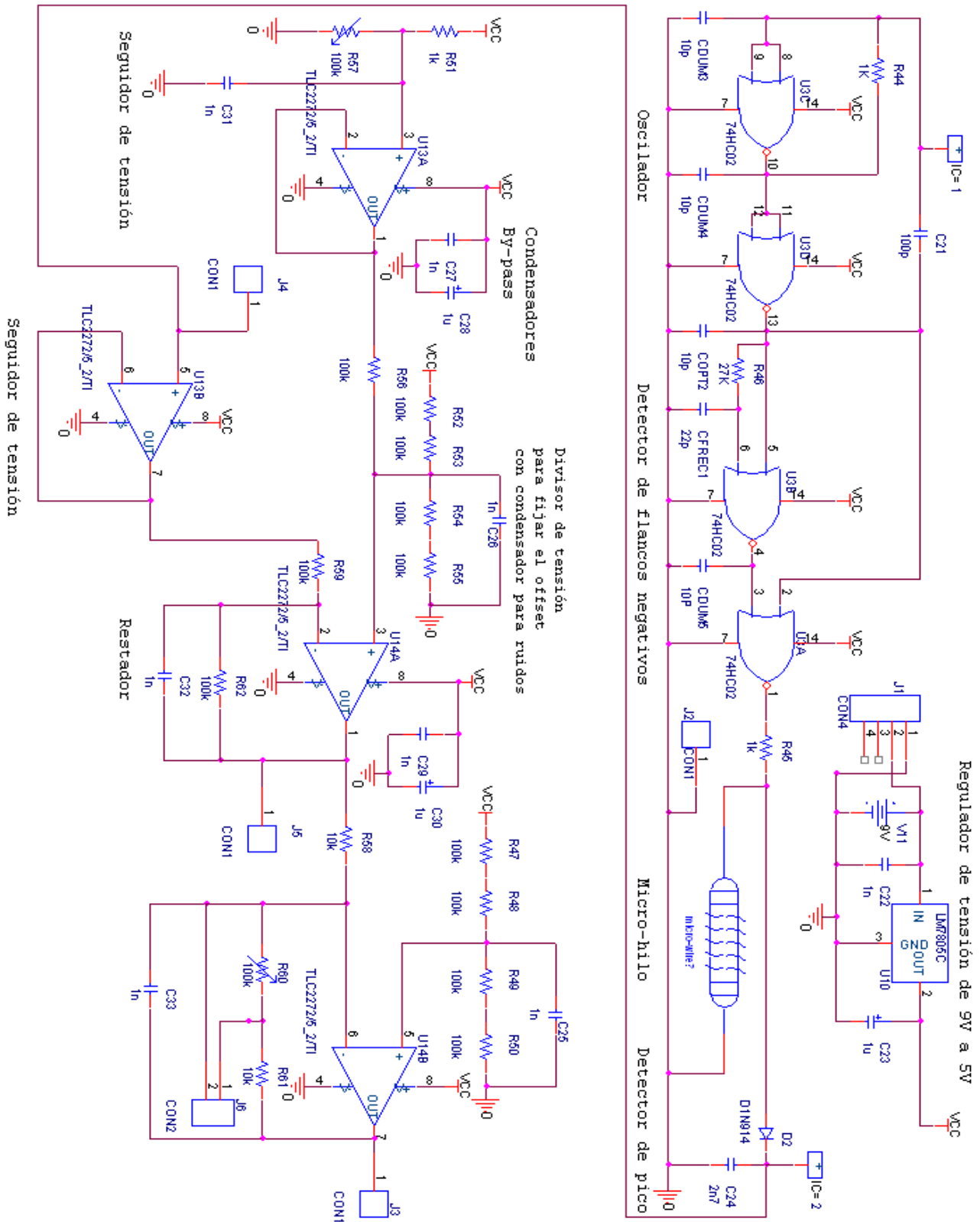
En la imagen de la Figura 2.6 se muestra el circuito impreso con todos sus componentes montados correspondiente al diseño eléctrico de la Figura 2.7.



**Figura 2.6** Circuito acondicionador del sensor de magnetoimpedancia en el que su voltaje de salida cambia con el campo magnético de su entorno.

En la siguiente página se muestra la Figura 2.7 en la que se puede ver el diseño completo de este sistema en el que su tensión de salida depende del campo magnético de su entorno utilizando un sensor de magnetoimpedancia de microhilo.

Como podemos ver en el esquema de la Figura 2.7, la salida del detector de pico está conectada a un seguidor de tensión para que la corriente de salida pueda suministrarse a la carga sin descargar el condensador. Esta señal es restada respecto a un voltaje de referencia que se puede modificar con un potenciómetro. Por último, la salida del restador es comparada con otra señal de referencia para obtener una señal continua en la cual la variación de su amplitud es de varios voltios y está relacionada con el campo magnético del entorno que le rodea.



**Figura 2.7** Sistema modulador con adaptador del sensor de MI de microhilo.

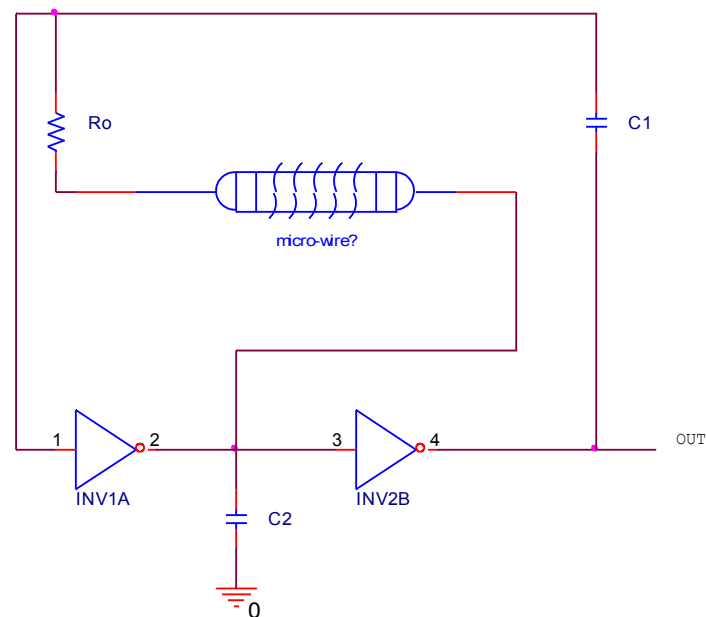
## 2.5.2 Otros circuitos diseñados con el sensor de MI

La magneto-impedancia está siendo objeto de un gran número de investigaciones en todo el mundo para el desarrollo de sensores de bajo consumo. Principalmente están siendo estudiados para aplicaciones en las telecomunicaciones y en la industria del automóvil.

Los circuitos más desarrollados con los sensores de MI son moduladores de amplitud y moduladores de frecuencia en el que sus variaciones de amplitud y frecuencia dependen del campo magnético exterior.

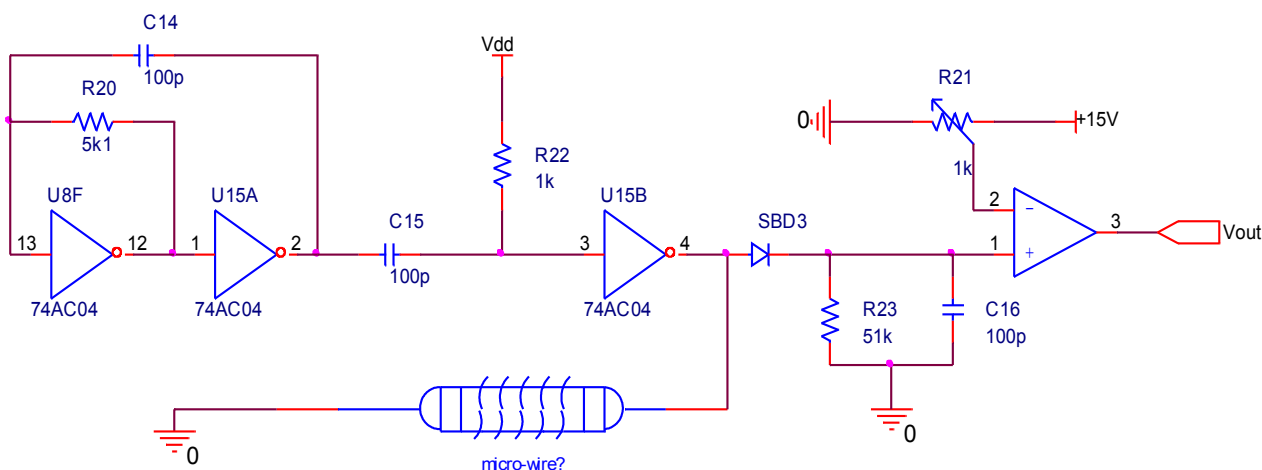
En este apartado se muestran otros circuitos diseñados con el sensor de magneto-impedancia de microhilo. Las Figuras 2.8 y 2.10 muestran circuitos moduladores de frecuencia. La figura 2.9 muestra un modulador de amplitud. Todos ellos tienen en común que utilizan microhilos para modular la frecuencia o la amplitud.

A continuación, en la Figura 2.8, se puede ver un multivibrador con inversores CMOS formando modulador de frecuencia usando un sensor *MI*. La frecuencia de oscilación de los multivibradores cambia con la variación del campo magnético. El multivibrador RC es altamente estable debido a que los inversores CMOS alternan su estado de corte y saturación. La tasa de variación de la frecuencia de oscilación de 50% Oe. Este circuito ha sido desarrollado en el 2002 por Aichi Steel Company para brújulas de teléfonos móviles.



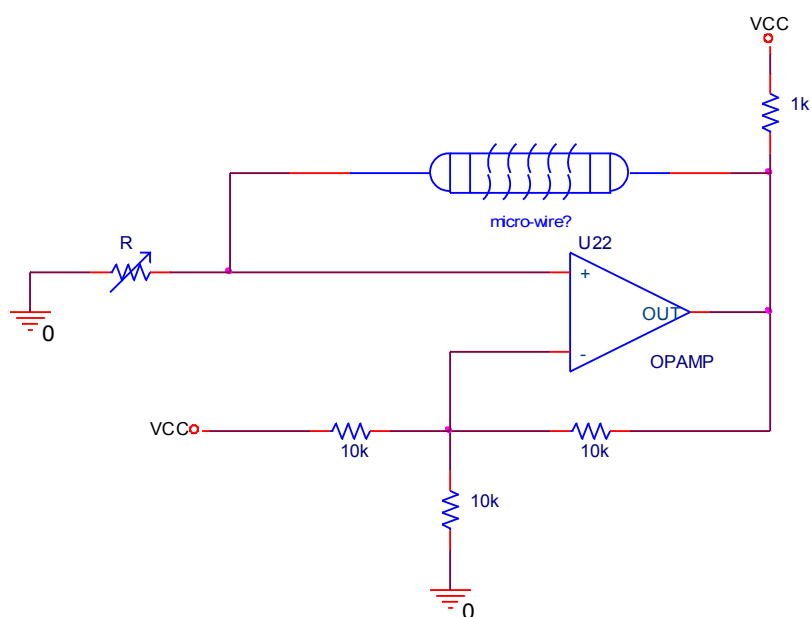
**Figura 2.8** Circuito multivibrador con inversores CMOS IC.

La Figura 2.9 muestra un sensor de aceleración usando un multivibrador CMOS IC, conectado a un detector de flancos descendentes que excita con pequeños pulsos al microhilo de *MI*. El microhilo está conectado a un circuito detector de pico que envía el nivel de la señal a un comparador para comparar dicha señal con un nivel de tensión de referencia. Este circuito se ha utilizado en sensores de aceleración para cigüeñales y árboles de levas de automóviles.



**Figura 2.9** Sensor de aceleración utilizado en el cigüeñal y en el árbol de levas de los automóviles.

Por último, se muestra en la Figura 2.10 un modulador de frecuencia construido con un comparador y el elemento de magneto-impedancia. La frecuencia de salida es mediada con un contador conectado a su salida. Este circuito solo ha sido utilizado experimentalmente para estudiar el comportamiento de micro-hilos frente a las variaciones del campo magnético.



**Figura 2.10** *Modulador de frecuencia con sensor MI.*

## 2.6 Aplicaciones de los sensores de *MI*

Dado que la *MI* ocupa una posición muy interesante en el contexto de los sensores magnéticos actuales, son numerosas las aplicaciones prácticas que se han propuesto para ella. En la actualidad, probablemente la única de ellas que ha sido comercializada es el chip AMI 601, consistente en un dispositivo que detecta su propia orientación (según el campo magnético de la tierra) y aceleración (utilizando un pequeño imán unido a un *cantilever*) en las tres dimensiones espaciales. Este sensor ha sido desarrollado por la empresa japonesa Aichi Steel, e integrado en

varios modelos de teléfonos móviles comercializados por Vodafone y fabricados por Sharp y Toshiba. La detección del posicionamiento y la aceleración del teléfono presentan numerosas aplicaciones, desde desempeñar la función de una brújula (por ejemplo, en sistemas de posicionamiento interactivo por GPS) hasta la posibilidad de manejar el terminal mediante determinados gestos manuales.

Existen otras aplicaciones prácticas destacables propuestas para la magneto-impedancia. Nishibe y otros presentaron un sensor *MI* basado en películas delgadas que detecta el paso de vehículos por una carretera, a partir del campo creado por las partes magnéticas de estos. La empresa Sensor Technology (Reino Unido) ha desarrollado un sensor capaz de detectar a varios metros de distancia la presencia de materiales ferromagnéticos, y lo han utilizado con éxito en exploraciones arqueológicas submarinas. Finalmente, Kurlyandskaya y otros propusieron en 2003 una posible aplicación de la *MI* en el campo de los biosensores, consistente en detectar las variaciones de campo magnético debidas a la presencia de nanopartículas ferromagnéticas, que a su vez pueden desempeñar el papel de marcadores biomoleculares (por ejemplo, adhiriéndose únicamente a cierto tipo de células). Esta línea de investigación se encuentra aún en fase inicial, pero otros grupos han comenzado ya a trabajar sobre la misma idea.

A continuación, se describen algunas de las aplicaciones en las que se han utilizado la magneto-impedancia en sensores magnéticos.

- Industria del automóvil y transporte: En brújulas electrónicas, sensores de velocidad (ABS, velocidad del vehículo), sensores de tamaño (volumen del vehículo), sensores ITS (proximidad de vehículos, ángulo de la rueda), sensores de corriente (para baterías, para la chispa de ignición), sensores de presión de las ruedas, sensores de oscilación del vehículo, sensores de aceleración, sensores de lluvia...
- Ordenadores y tecnologías de la información: En HDD, en sensores FDD, para brújulas electrónicas en teléfonos móviles, en sensores de corriente (para baterías, pistas de los circuitos impresos), para osciladores de señal, en sensores de proximidad y sensores de posición de realidad virtual.
- Mediciones industriales y automatización: En sensores de corriente (en motores de inducción, seguimiento DC,) en test no destructivos (defectos de paneles de acero, grietas en barras de acero), sensores de proximidad, mediciones de precisión, sensores de desplazamiento, sensores de velocidad, sensores de presión
- Biomedicina: En sensores para el control de tumores cerebrales, para la pulsación en los vasos sanguíneos (formas de onda, velocidad, uniformidad), en sensores de pulso Milli-Gauss, para los latidos del corazón.
- Medioambiente: En sensores medioambientales para campos electromagnéticos (teléfonos móviles, suministros eléctricos), en sensores para la explotación de recursos naturales (hierro, gas, minería, petróleo), en sensores para predecir terremotos, en sensores de posición (GPS)
- Seguridad: En armamento militar, en detectores de bombas, en sistemas anti-intrusos.

## CAPÍTULO 3: OSCILADORES COLPITTS

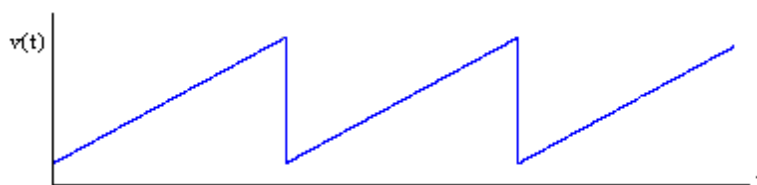
En este capítulo se estudian los osciladores Colpitts para conseguir el circuito oscilador más adecuado para usar un sensor de magneto-impedancia. El objetivo es diseñar un circuito oscilador en el que la frecuencia de oscilación dependa del campo magnético que le rodea al sensor. El periodo de la señal de salida aumentará o disminuirá con el campo magnético. Para ello, se pretende sustituir la inductancia de un oscilador Colpitts por el sensor de magneto-impedancia.

En el capítulo 3 primero se introducirá los principios básicos de los circuitos osciladores. Después, se explicará porque se ha elegido los osciladores Colpitts. Y continuación, se presentarán los resultados simulados y medidos de las diferentes configuraciones de circuitos osciladores estudiadas.

### 3.1 Principios de los osciladores

Los osciladores son circuitos que generan señales periódicas. Las formas de onda generadas pueden ser senoidales, cuadradas, triangulares, trenes de pulsos rectangulares, u otras formas de onda necesarias en un circuito electrónico. Un oscilador convierte la potencia continua de la fuente de alimentación en una potencia de señal alterna en forma espontánea, sin que sea necesaria una fuente de entrada alterna. Por el contrario, un amplificador convierte la potencia continua en potencia alterna de salida sólo si existe una señal alterna de entrada externa. Los osciladores se clasifican en armónicos, cuando la salida es sinusoidal, o de relajación, si generan una onda cuadrada.

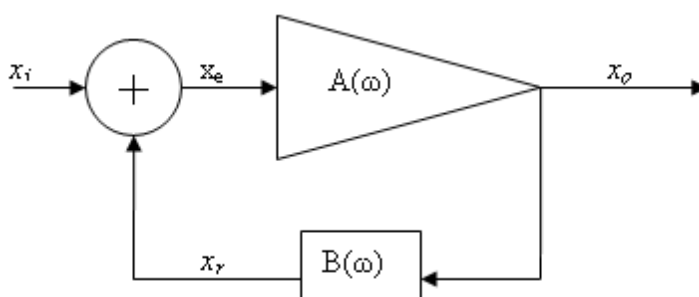
Pueden encontrarse muchos ejemplos de osciladores en los sistemas electrónicos. Por ejemplo, un receptor de televisión contiene varios osciladores. Un oscilador genera una forma de onda en diente de sierra de 16.750 Hz, como se muestra en la Figura 4.1.1, que se utiliza para mover el haz de electrones en dirección horizontal a través de los elementos fosforescentes que se encuentran en la cara interna del tubo de imagen, trazando de este modo las líneas de la imagen. Un segundo oscilador genera una forma de onda en diente de sierra de 60 Hz, que se utiliza para generar la exploración vertical, de manera que las líneas horizontales sucesivas desciendan progresivamente de la pantalla. Otro oscilador genera una senoide a 3.579545 MHz, que es necesaria para recuperar la información de color de la señal recibida. Aún hay otro oscilador conocido como oscilador local, que genera una senoide que se utiliza para seleccionar el canal de televisión de interés. Los computadores contienen osciladores que generan ondas cuadradas, conocidas como señales de reloj, que regulan las transiciones lógicas.



**Figura 3.1** Forma de onda en diente de sierra.

## 3.2 Criterio de oscilación

Para hallar el criterio de oscilación se puede asimilar el oscilador a un circuito con realimentación positiva, como el que se muestra en la Figura 3.2  $x_i$  y  $x_o$  son las señales de entrada y salida, mientras que  $x_r$  y  $x_e$  son, respectivamente, la señal de realimentación y la señal de error.



**Figura 3.2** Diagrama de bloques de un circuito lineal con realimentación positiva.

$A$  es la ganancia del amplificador inicial, o ganancia en lazo abierto,  $\beta$  es el factor de realimentación y  $A\beta$  es la ganancia de lazo. Todos son números complejos cuyo módulo y fase varían con la frecuencia angular,  $\omega$ . La ganancia del circuito realimentado es:

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (11)$$

El comportamiento del circuito se puede predecir conociendo el módulo,  $|A\beta|$ , y la fase,  $\phi_{A\beta}$ , de la ganancia de lazo.

- Si  $|A\beta| < 1$ , el circuito es estable sea cual sea el valor de  $\phi_{A\beta}$ .
- Si a una frecuencia determinada  $A\beta = 1$ , es decir  $|A\beta| = 1$  y  $\phi_{A\beta} = 0$ , cualquier oscilación presente en la entrada a esa frecuencia se mantiene indefinidamente, a la misma amplitud.
- Si a una frecuencia determinada  $A\beta > 1$ , es decir  $|A\beta| > 1$  y  $\phi_{A\beta} = 0$ , cualquier oscilación presente en la entrada a esa frecuencia se amplifica indefinidamente hasta que la saturación del amplificador lo devuelve a la condición anterior. Como la saturación es un fenómeno no lineal, al mismo provoca la aparición de armónicos.

Si el circuito tiene  $A\beta > 1$  podemos prescindir de la señal de entrada puesto que el ruido, siempre presente, contiene componentes a todas las frecuencias. La componente de ruido a la frecuencia



en la que se cumpla esta condición, conocida como **condición de arranque**, se amplifica indefinidamente hasta la saturación del amplificador o hasta que un circuito auxiliar consiga que para esa frecuencia  $A\beta = 1$ . A partir de entonces la amplitud de la oscilación se mantiene, por eso a la condición  $A\beta = 1$  se la denomina **condición de mantenimiento**. Estas condiciones para que un circuito oscile se conocen como **criterio de Barkhausen**.

El circuito externo para establecer la condición de mantenimiento mide la amplitud de la oscilación y varía la ganancia del amplificador de forma inversamente proporcional. Si se emplea, se obtiene un tono más puro, con menos armónicos, que si se deja a la saturación del amplificador la limitación de la amplitud. Aunque la pureza de la oscilación depende de otros factores adicionales.

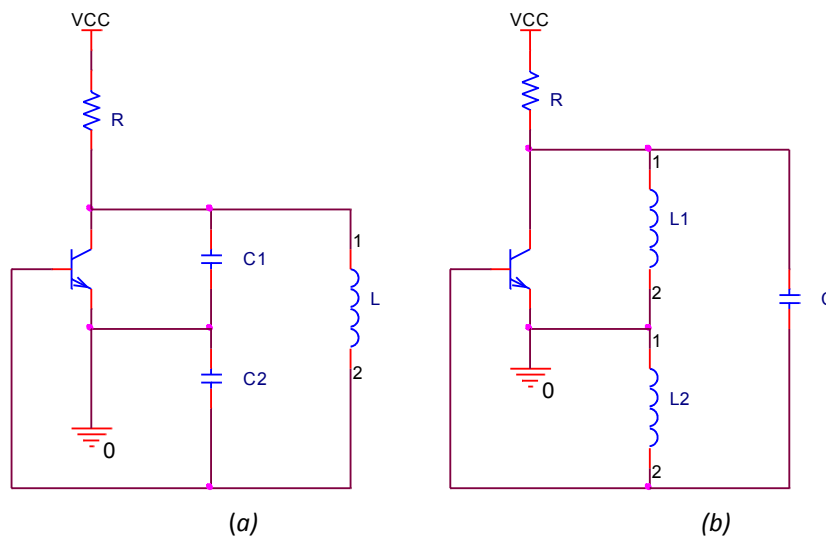
Aunque en general el funcionamiento del oscilador es no lineal, notar que la condición de arranque se puede estudiar con un modelo lineal del amplificador porque trabaja con señales muy pequeñas.

### 3.3 Osciladores sintonizados LC

Existe una variedad grande de osciladores, pero para su diseño generalmente se utiliza tanto elementos reactivos para hacer la retroalimentación y frecuencia de oscilación como elementos activos para dar la ganancia necesaria para cumplir con el criterio de Barkhausen. En las siguientes sub secciones mencionaremos de forma breve algunos osciladores típicos que por su numero de componentes y elementos activos se han elegido como posible candidatos para hacer un oscilador dependiente de una inductancia

Los osciladores que utilizan transistores (FET o BJT), con circuitos sintonizados LC como elementos de retroalimentación, se emplean en el intervalo de 100kHz a cientos de MHz. Naturalmente se pueden utilizar amplificadores operacionales en los circuitos osciladores, sin embargo, a frecuencias más altas se obtienen mejores resultados con los circuitos sintonizados LC.

En la Figura 3.3 se muestran dos configuraciones de osciladores sintonizados LC comúnmente utilizados. Se conocen como oscilador Colpitts y oscilador Hartley. Ambos utilizan un circuito LC en paralelo conectado entre el colector y la base (o entre el drenaje y la compuerta si se utiliza FET) con una fracción del voltaje del circuito sintonizado que se alimenta al emisor (la fuente en un FET). Esta retroalimentación se logra por medio de un divisor capacitivo en el oscilador Colpitts y con un divisor inductivo en el circuito Hartley. Para enfocar la atención en la estructura del oscilador no se muestran los detalles de polarización. En ambos circuitos el resistor R modela la combinación de las pérdidas de los inductores, la resistencia de carga del oscilador y la resistencia de salida del transistor.



**Figura 3.3** Dos configuraciones comúnmente utilizadas de osciladores sintonizados LC: a) de Colpitts y b) de Hartley.

Si la frecuencia de operación es suficientemente baja, de modo que se puedan omitir los condensadores del transistor, la frecuencia de oscilación será determinada por la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado en paralelo, también conocido como *circuito tanque* porque se comporta como depósito de almacenamiento de energía. Por tanto, para el oscilador Colpitts se tiene:

$$\omega_o = 1 / \sqrt{L \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)} \quad (12)$$

y para el Hartley:

$$\omega_o = 1 / \sqrt{(L_1 + L_2)C} \quad (13)$$

En éste trabajo se ha decidido utilizar el oscilador Colpitts para desarrollar el circuito para adaptar el sensor magnético porque su oscilación solo depende de una inductancia. Además la inductancia L del circuito será reemplazada por un sensor magnético, el cuál provocará que el periodo de las oscilaciones dependan del campo magnético ejercido sobre él.

### 3.3.1 Osciladores Colpitts

El oscilador Colpitts es un circuito electrónico basado en un oscilador LC diseñado por Edwin H. Colpitts. Se trata de un oscilador de alta frecuencia que debe obtener a su salida una señal de frecuencia determinada sin que exista una entrada.

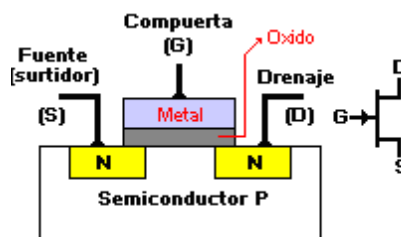
El oscilador Colpitts es un tipo de oscilador el cual es muy utilizado en generadores de frecuencia de alta calidad y se usa principalmente para obtener frecuencia por encima de 1 Mhz. Su estabilidad es superior a la del oscilador Hartley. Para poder lograr la oscilación este circuito utiliza un divisor de tensión formado por dos condensadores: C1 y C2. De la unión de estos capacitores sale una conexión a tierra. De esta manera la tensión en los terminales superior de C1 e inferior de

C2 tendrá tensiones opuestas. La realimentación positiva se obtiene del terminal inferior de C2 y es llevada a la base del transistor a través de una resistencia y un condensador. En algunas configuraciones la bobina L se utiliza para evitar que la señal alterna pase a la fuente VCC pero también influye en la frecuencia de oscilación. Este oscilador se utiliza para bandas de VHF (Very High Frequency), frecuencias que van de 30 Mhz a 300 Mhz. A estas frecuencias sería muy difícil utilizar el oscilador Hartley debido a que las bobinas a utilizar serían muy pequeñas. La frecuencia de oscilación de este tipo de oscilador está dada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{L \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)} \quad (14)$$

En este trabajo se ha decidido utilizar los transistores BJT en los circuitos Colpitts porque su respuesta en frecuencia es mayor que en los transistores FET, es decir, que son más rápidos y su frecuencia de corte superior es mayor. Además, los BJT's son más robustos y más sencillos de manipular.

Los transistores FET se pueden dañar con facilidad y hay que manipularlos con cuidado. El aislamiento entre la compuerta y el canal es de dióxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ). La capa aislante (área gris) es tan delgada, que si se produjera un campo eléctrico fuerte, podría destruirse. Debido a la alta resistencia de la capa de dióxido de silicio, la carga en el condensador no se dispersa rápidamente, sino que se acumula. Esta acumulación de carga puede producir un campo eléctrico destructivo. Pero el mayor peligro para un FET son las cargas estáticas durante la manipulación.

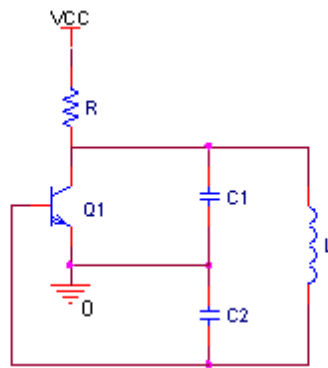


**Figura 3.4** Estructura de un transistor FET.

### 3.3.2 Oscilador Colpitts con emisor común

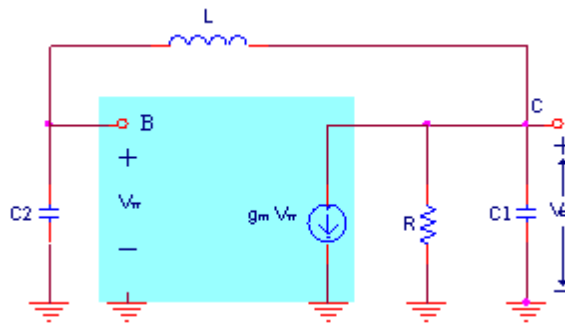
El circuito mostrado en la Figura 3.5 es un oscilador Colpitts con la inductancia entre el colector y la base del transistor. El BJT proporciona la ganancia necesaria para mantener las oscilaciones. Veremos que C1, C2 y L son los elementos del circuito que determinan la frecuencia.

La relación  $C_1/C_2$  determina el factor de retroalimentación y por tanto debe ajustarse junto con la ganancia del transistor para garantizar que las oscilaciones se iniciarán. Para determinar la condición de oscilación del oscilador Colpitts, se reemplaza el transistor con su circuito equivalente, como se muestra en la Figura 3.6. Para simplificar el análisis se ha omitido la capacitancia del transistor  $C_{\mu}$ . El condensador  $C_{\pi}$  no se muestra porque puede ser considerado como parte de  $C_2$ . La resistencia de entrada  $r_{\pi}$  también se ha omitido, suponiendo que la frecuencia de oscilación  $r_{\pi} > (1/\omega C_2)$ . Por último, la resistencia R incluye a  $r_o$  del transistor.



**Figura 3.5** Oscilador Colpitts con emisor común.

Para encontrar la ganancia de lazo, éste se abre en la base del transistor, se aplica un voltaje de entrada  $V_\pi$  y se encuentra el voltaje de retorno que aparece a través de los terminales de entrada del transistor. Luego se iguala la ganancia de lazo a la unidad. Otro método consiste en analizar el circuito y eliminar todas las variables de corriente y voltaje para así obtener una ecuación que rijan la operación del circuito. Las oscilaciones se iniciarán si se satisface esta ecuación. Por tanto, la ecuación resultante dará las condiciones de oscilación.



**Figura 3.6** Circuito equivalente del oscilador Colpitts de la figura anterior.

El balance de corrientes en el colector es:

$$sC_2V_\pi + g_mV_\pi + \left( \frac{1}{R} + sC_1 \right) V_o = 0 \quad (15)$$

y en la base,

$$sC_2V_\pi = \frac{v_o - v_\pi}{sL} \quad (16)$$

De la ecuación anterior obtenemos  $v_o = v_\pi (1 + s^2 C^2 L)$ , sustituimos  $v_o$  en la primera ecuación y nos queda:

$$sC_2V_\pi + g_mV_\pi + \left( \frac{1}{R} + sC_1 \right) (1 + s^2 LC_2) V_\pi = 0 \quad (17)$$

Puesto que  $V_\pi \neq 0$  (las oscilaciones ya se iniciaron), puede ser eliminado y la ecuación se reordena de la forma:

$$s^3 LC_1 C_2 + s^2 (LC_2 / R) + s(C_1 + C_2) + \left( g_m + \frac{1}{R} \right) = 0 \quad (18)$$

Al sustituir  $s=j\omega$  se obtiene:

$$\left( g_m + \frac{1}{R} - \frac{\omega^2 LC_2}{R} \right) + j[\omega(C_1 + C_2) - \omega^3 LC_1 C_2] = 0 \quad (19)$$

Para que las oscilaciones se inicien las partes real e imaginaria deben ser cero. Si se iguala la parte imaginaria a cero se obtiene la frecuencia de oscilación como sigue :

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}} \quad (20)$$

Que es la frecuencia de resonancia del circuito tanque, como se esperaba. Si se iguala la parte real a cero y se usa la ecuación anterior se obtiene

$$C_2/C_1 = g_m R \quad (21)$$

La cual tiene una interpretación física simple. Con oscilaciones sostenidas, la magnitud de la ganancia de la base al colector ( $g_m R$ ) debe ser igual al inverso del cociente de voltaje provisto por el divisor capacitivo, el cual, de acuerdo con la Figura 4.1.5, es  $V_{eb}/V_{ce} = C_2/C_1$ . Desde luego, para que se inicien las oscilaciones, la ganancia de lazo debe hacerse más grande que la unidad, una condición que puede establecerse en la forma equivalente

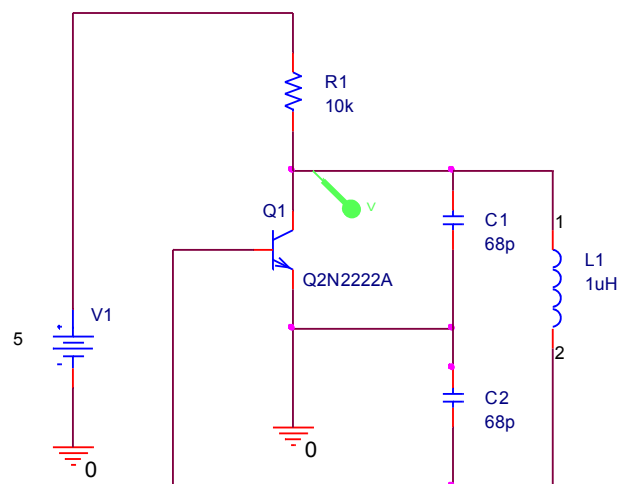
$$g_m R > C_2/C_1 \quad (22)$$

Conforme a las oscilaciones crecen en amplitud, las características no lineales del transistor reducen el valor efectivo de  $g_m$  y, como consecuencia, reducen la ganancia de lazo a la unidad, y de ese modo se mantienen las oscilaciones.

Debemos tener en cuenta que estos análisis son para frecuencias medias. A altas frecuencias se deben utilizar modelos de transistor más precisos, es decir, sustituir el circuito por un modelo equivalente BJT para alta frecuencia.

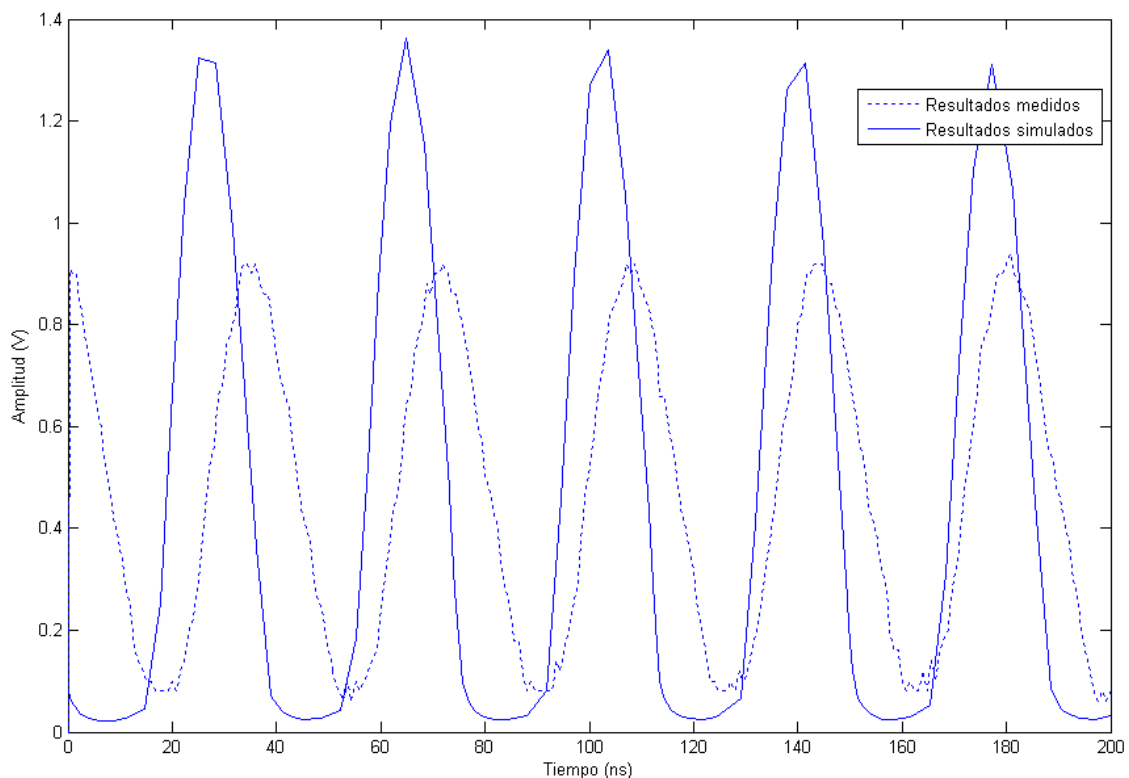
La simulación de este oscilador Colpitts con los valores de  $R=10K\Omega$ ,  $C_1=68pF$ ,  $C_2=68pF$  y  $L=1\mu H$ , como se muestra en la Figura 3.7, debe tener una frecuencia de oscilación de aproximadamente 27MHz como se indica en la ecuación siguiente:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-6} \cdot 68 \cdot 10^{-12} \cdot 68 \cdot 10^{-12}}{68 \cdot 10^{-12} + 68 \cdot 10^{-12}}}} = 27,294,847.56 Hz \approx 27 MHz \quad (23)$$



**Figura 3.7** Simulación del oscilador Colpitts con emisor común.

Como podemos ver en la Gráfica 3.1, la señal tiene un periodo aproximado de 38 ns, es decir, una frecuencia de 27MHz. La amplitud máxima en los resultados medidos no alcanza 1V, con lo cuál, podemos decir que este circuito no es bueno para conectarlo a la entrada un circuito integrado digital como un 7404, ya que no es compatible con los valores de encendido o apagado de las puertas, por lo que requeriría de una etapa de amplificación adicional para hacerlo posible.

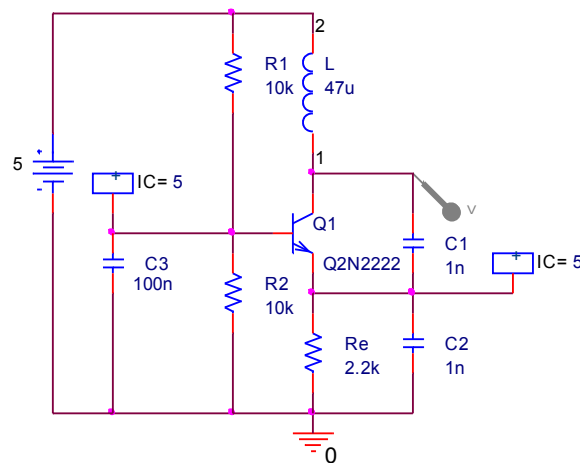


**Gráfica 3.1** Señal de salida del oscilador Colpitts con emisor común.

### 3.3.3 Oscilador Colpitts en base común

El siguiente circuito mostrado en la Figura 3.8 es otra configuración posible de un oscilador

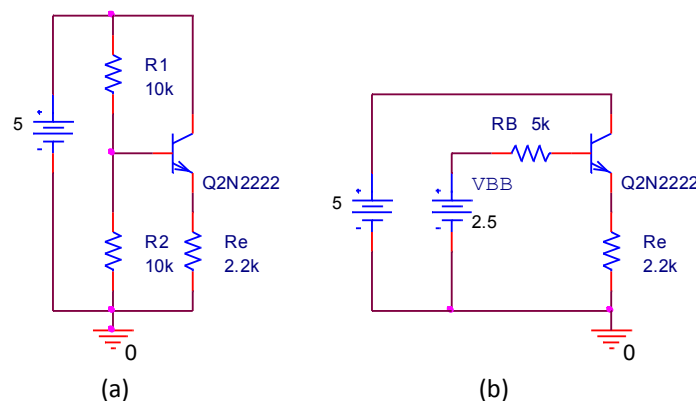
Colpitts. En este caso es el oscilador Colpitts en base común.



**Figura 3.8** Oscilador Colpitts en base común.

En este caso la inductancia está colocada entre la fuente de alimentación y el colector del transistor BJT. C1 está conectado entre el colector y el emisor de transistor y C2 está entre el emisor y masa. En el circuito podemos ver otro condensador C3. Pero este no influye en la frecuencia de oscilación porque es de acoplo, aunque si eliminamos este condensador, en la práctica, el circuito no oscila.

A continuación calcularemos la región de trabajo del transistor y la frecuencia de oscilación del circuito. En primer lugar, hay que hallar el punto de polarización para poder calcular el valor de  $r_{\pi}$ . El circuito de continua se muestra en la Figura 3.9 (a). Como los condensadores actúan como circuitos abiertos para la corriente continua, C1, C2 y C3 no aparecen en el circuito de polarización de continua. La inductancia actúa como cortocircuito.



**Figura 3.9** Circuitos equivalentes en c.c. del oscilador Colpitts en base común.

Sustituyendo el circuito de polarización de base por su equivalente Thevenin, obtenemos el circuito equivalente que se ve en la Figura 3.9 (b). Ahora, si suponemos que el circuito trabaja en región activa, podemos escribir las siguientes ecuaciones de tensión para el bucle de la base:

$$V_B = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5V \cdot 10K\Omega}{10K\Omega + 10K\Omega} = 2.5V \quad (24)$$

$$R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10K\Omega \cdot 10K\Omega}{10K\Omega + 10K\Omega} = 5K\Omega \quad (25)$$

$$V_B = R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_e(1 + \beta) \cdot I_B \quad (26)$$

Si  $V_{BE}=0.7V$ ,  $\beta=200$  y sustituyendo los valores en la ecuación anterior:

$$2.5 = 5K\Omega \cdot I_B + 0.7V + 2.2K\Omega (1 + 200) \cdot I_B \quad (27)$$

$$I_B = 4.025\mu A \quad (28)$$

Por tanto, obtenemos  $I_C$  e  $I_E$ :

$$I_C \approx I_E \quad (29)$$

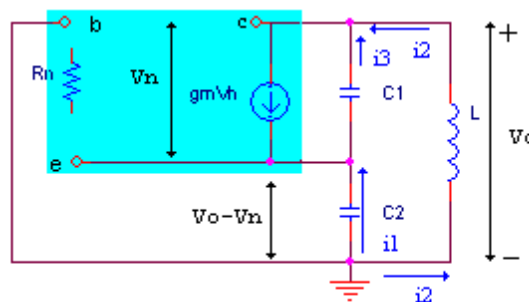
y también  $V_{CE}$ :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E \cdot R_E = 5 - 805\mu A \cdot 2.2K\Omega = 3.229V \quad (30)$$

Como  $V_{CE} > 0.2V$ , e  $I_B$  es positiva, el transistor funciona en la región activa y tenemos:

$$r_\pi = \frac{\beta \cdot V_T}{I_C} = \frac{200 \cdot 26mV}{805\mu A} = 6.46\Omega \quad (31)$$

Ahora que hemos establecido que el transistor trabaja en la región activa y hemos hallado el valor de  $r_\pi$ , podemos pasar a determinar la frecuencia de oscilación de este modelo de oscilador Colpitts. El circuito equivalente en pequeña señal se muestra en la Figura 3.10



**Figura 3.10** Circuito equivalente del oscilador Colpitts en base común.

Para realizar el análisis del circuito hallamos las corrientes del circuito en el colector:

$$V_\pi \cdot g_m = i_3 + i_2 = \frac{V_\pi}{\frac{1}{s \cdot C_1}} + \frac{V_o}{s \cdot L} = V_\pi \cdot s \cdot C_1 + \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (32)$$



y en el emisor:

$$0 = i_1 + i_2 = \frac{V_o - V_\pi}{\frac{1}{s \cdot C_2}} + \frac{V_o}{s \cdot L} = V_o \cdot s \cdot C_2 + \frac{V_o}{s \cdot L} - V_\pi \cdot s \cdot C_2 = V_o \left( s \cdot C_2 + \frac{1}{s \cdot L} \right) - V_\pi \cdot s \cdot C_2 \quad (33)$$

$$V_o = \frac{V_\pi \cdot s \cdot C_2}{\left( s \cdot C_2 + \frac{1}{s \cdot L} \right)} = \frac{V_\pi \cdot s^2 \cdot C_2 \cdot L}{s^2 \cdot C_2 \cdot L + 1} \quad (34)$$

Si sustituimos  $V_o$  en la ecuación de las corrientes del colector, y a continuación eliminamos  $V_\pi$  de la ecuación y simplificamos  $s \cdot L$  de la fracción, nos queda:

$$V_\pi \cdot g_m = V_\pi \cdot s \cdot C_1 + \frac{\frac{V_\pi \cdot s^2 \cdot C_2 \cdot L}{s^2 \cdot C_2 \cdot L + 1}}{s \cdot L} \quad (35)$$

$$(g_m - s \cdot C_1)(s^2 L C_2 + 1) - s \cdot C_2 = 0 \quad (36)$$

$$g_m \cdot s^2 L \cdot C_2 + g_m - s_3 \cdot L \cdot C_1 \cdot C_2 - s \cdot C_1 - s \cdot C_2 = 0 \quad (37)$$

Si separamos la parte imaginaria y la parte real aplicando el criterio de Barkhausen, sustituyendo  $s = j\omega$  y que  $j = \sqrt{-1}$ , la parte imaginaria nos queda:

$$j\omega^3 \cdot L \cdot C_1 \cdot C_2 - j\omega \cdot C_1 - j\omega \cdot C_2 = 0 \quad (38)$$

$$\omega^2 \cdot L \cdot C_1 \cdot C_2 - C_1 - C_2 = 0 \quad (39)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L \cdot C_1 \cdot C_2}} \quad (40)$$

y la parte real:

$$-g_m \cdot \omega^2 L \cdot C_2 + g_m > 1 \quad (41)$$

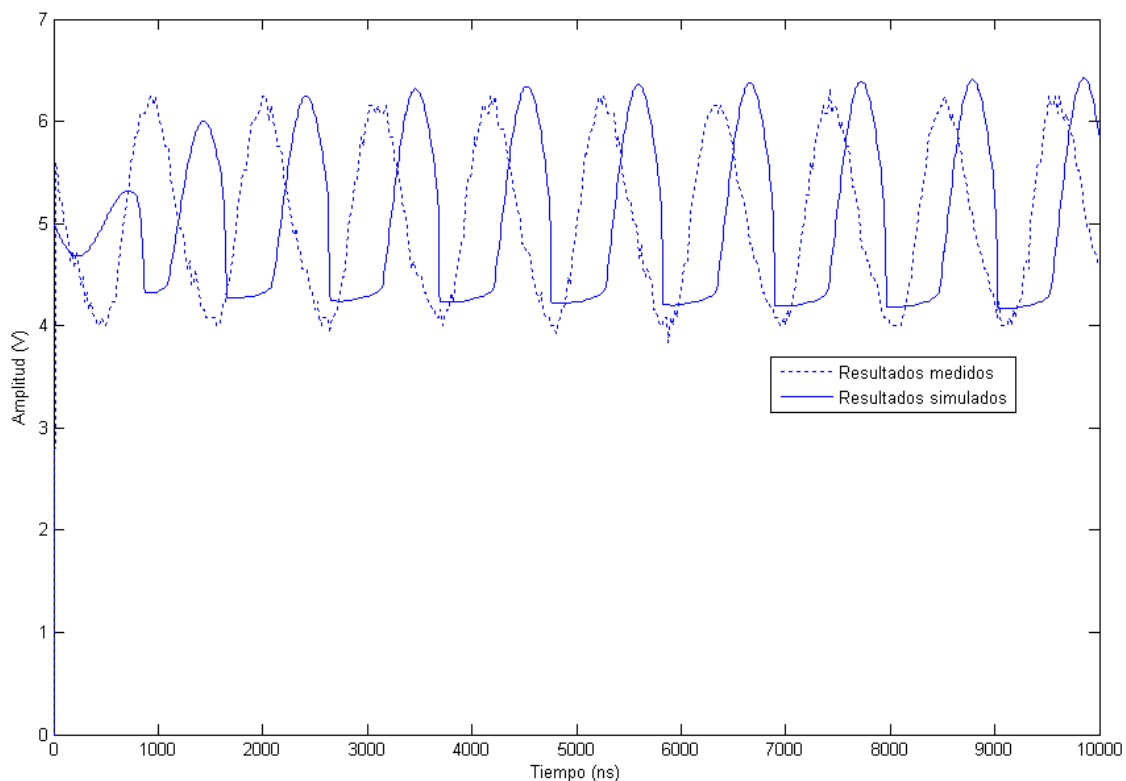
$$g_m \left( - \left( \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L \cdot C_1 \cdot C_2}} \right)^2 \cdot L C_2 + 1 \right) > 1 \quad g_m \left( - \frac{C_1 + C_2}{C_1} + 1 \right) > 1 \quad g_m \left( - 1 - \frac{C_2}{C_1} + 1 \right) > 1 \quad (42)$$

$$g_m > \left( \frac{C_1}{C_2} \right) \quad (43)$$

Si sabemos qué  $f_0 = \omega / 2\pi$  y sustituimos los valores de los componentes en la fórmula final, entonces la frecuencia de oscilación será:

$$f_0 = \frac{\sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L \cdot C_1 \cdot C_2}}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{47 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-9}}{10^{-9} + 10^{-9}}}} = 1,038,212.373 \text{ Hz} \approx 1 \text{ MHz} \quad (44)$$

Para comprobar que este resultado es cierto, primero se ha simulado el circuito con ORCAD Pspice y una vez comprobado que el circuito debería funcionar, ha sido montado en una placa perforada para medir los resultados con un osciloscopio. La señal resultante de este circuito se muestra en la Gráfica 3.2

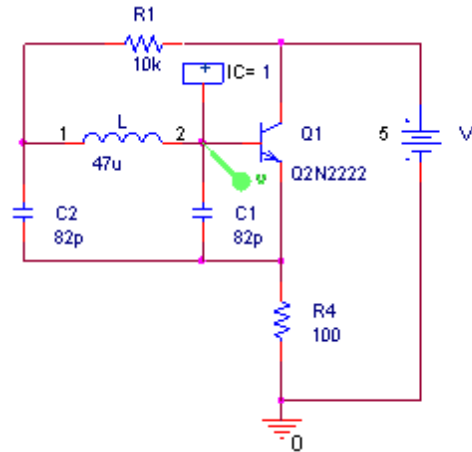


**Gráfica 3.2** Señal de salida del oscilador Colpitts con la inductancia en el colector.

En la Gráfica 3.2 se puede apreciar claramente que el periodo de la señal es aproximadamente de 1000ns, con lo cual,  $f_0 \approx 1 \text{ MHz}$ . La señal de salida tiene una amplitud media de 5V y sus valores máximos y mínimos están entre 4V y 6V. Teniendo en cuenta este dato, llegamos a la conclusión de que esta configuración del oscilador Colpitts no es adecuada para conectarla a componentes cuyas entradas tienen que ser señales discretas.

### 3.3.4 Oscilador Colpitts con colector común

En la Figura 3.11 se representa el esquema de un oscilador Colpitts en colector común.



**Figura 3.11** Oscilador Colpitts con colector común.

El circuito es otra configuración posible de un oscilador Colpitts. En este caso la inductancia está colocada en la base del transistor. C1 está conectado entre la base y el emisor de transistor y C2 está conectado entre R1 y L y el emisor. En el circuito podemos ver como R4 está colocado entre el emisor del transistor y la masa. R1 y R4 regulan la ganancia de tensión del circuito. Se ha comprobado que cuanto menor es la resistencia R4, menor es el nivel bajo de las oscilaciones.

La frecuencia de oscilación de este circuito, como vimos en los anteriores apartados es:

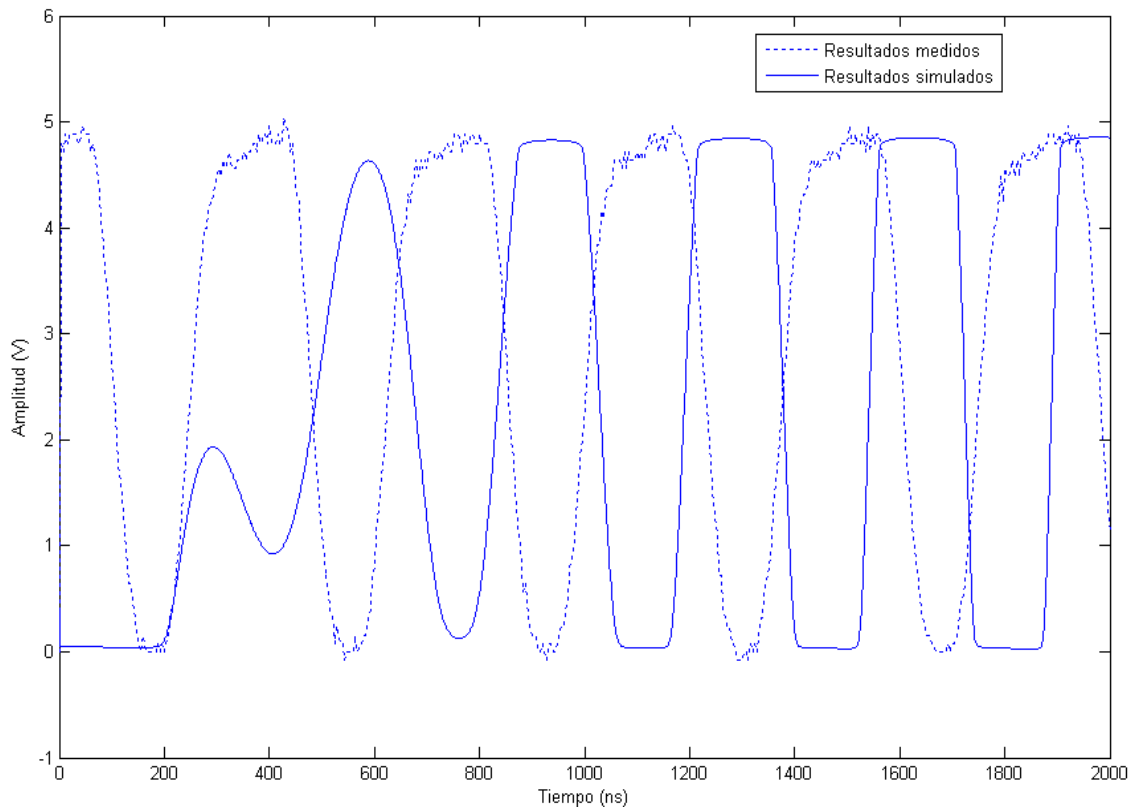
$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L \cdot C1 \cdot C2}{C1 \cdot C2}}} \quad (45)$$

Si utilizamos los valores de los componentes que marca la figura, este circuito oscilará a:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{47 \cdot 10^{-6} \cdot 82 \cdot 10^{-12} \cdot 82 \cdot 10^{-12}}{82 \cdot 10^{-12} + 82 \cdot 10^{-12}}}} = 3,625,594.875 \text{ Hz} \approx 3.6 \text{ MHz} \quad (46)$$

En la siguiente gráfica vemos como el periodo de las señales resultantes son cercanas a:

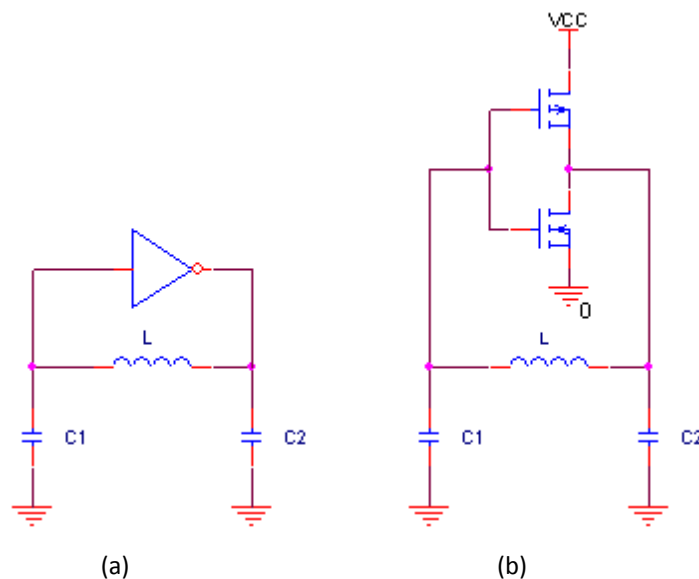
$$T_o = 1 / f_o = 1 / 3,625,594.875 = 275.81 \text{ ns} \quad (47)$$



**Gráfica 3.3** Resultados medidos y simulados del oscilador Colpitts con colector común.

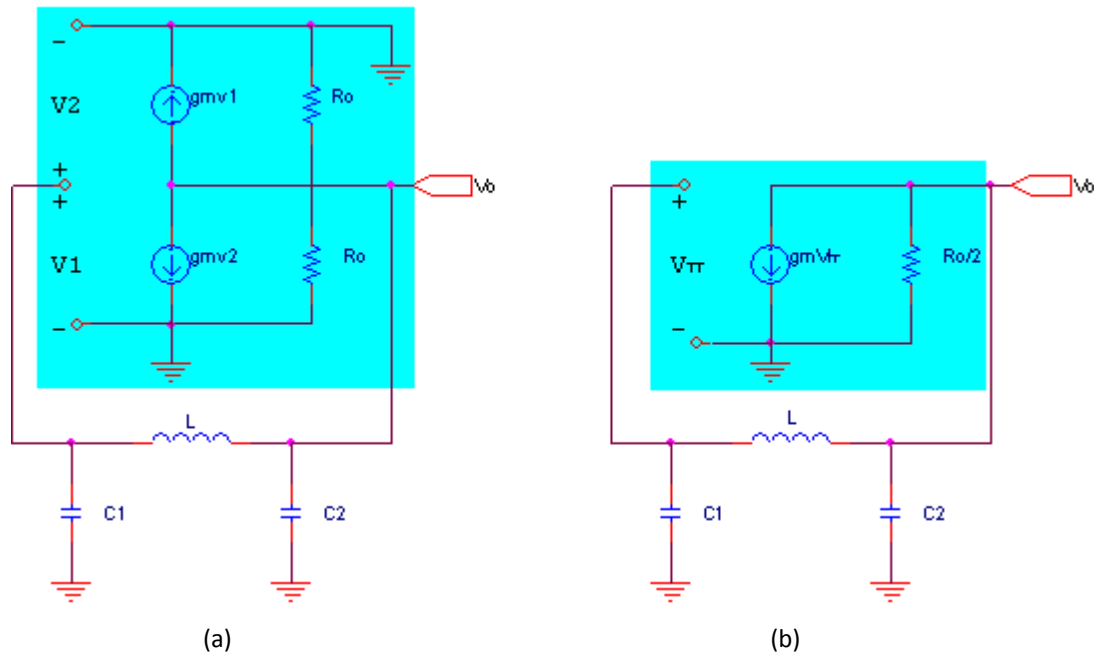
### 3.3.5 Oscilador Colpitts con puerta NOT

En este caso el oscilador Colpitts de la Figura 3.12 (a) está configurado entre la entrada y la salida de una puerta inversora NOT. El elemento activo es un inversor CMOS estático, de ahí que su circuito equivalente con transistores sea el que se muestra en la Figura 3.12 (b).



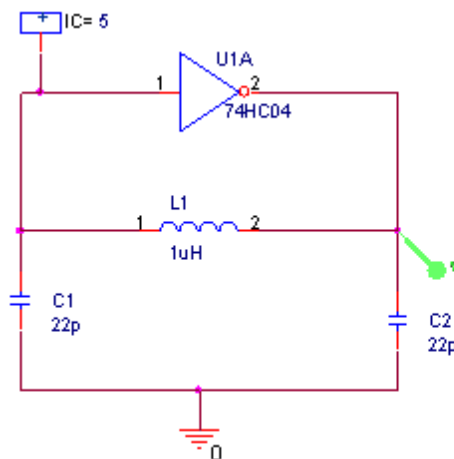
**Figura 3.12** (a) Oscilador Colpitts con puerta NOT. (b) Circuito equivalente al sustituir el inversor por su equivalente a transistores.

El circuito equivalente de los dos MOSFET en pequeña señal se muestra en la Figura 3.13 (a). Vemos que ambos están en paralelo y que por lo tanto se pueden sustituir por un único transistor como se muestra en la Figura 3.12 (b).



**Figura 3.13** (a) Circuito equivalente para pequeña señal de los 2 transistores de la Figura 4.1.12 (b). (b) Circuito equivalente del anterior al agrupar ambos transistores en uno.

La frecuencia de oscilación, al igual que en los casos anteriores, depende de  $C_1$ ,  $C_2$  y  $L$ , pero también hay que tener en cuenta el tiempo de respuesta del NOT. Para la puerta inversora se ha utilizado el circuito integrado 74HC04 porque su rango de funcionamiento es de hasta 100MHz. El circuito estudiado se muestra en la Figura 4.1.14.



**Figura 3.14** Oscilador Colpitts con puerta inversora NOT.

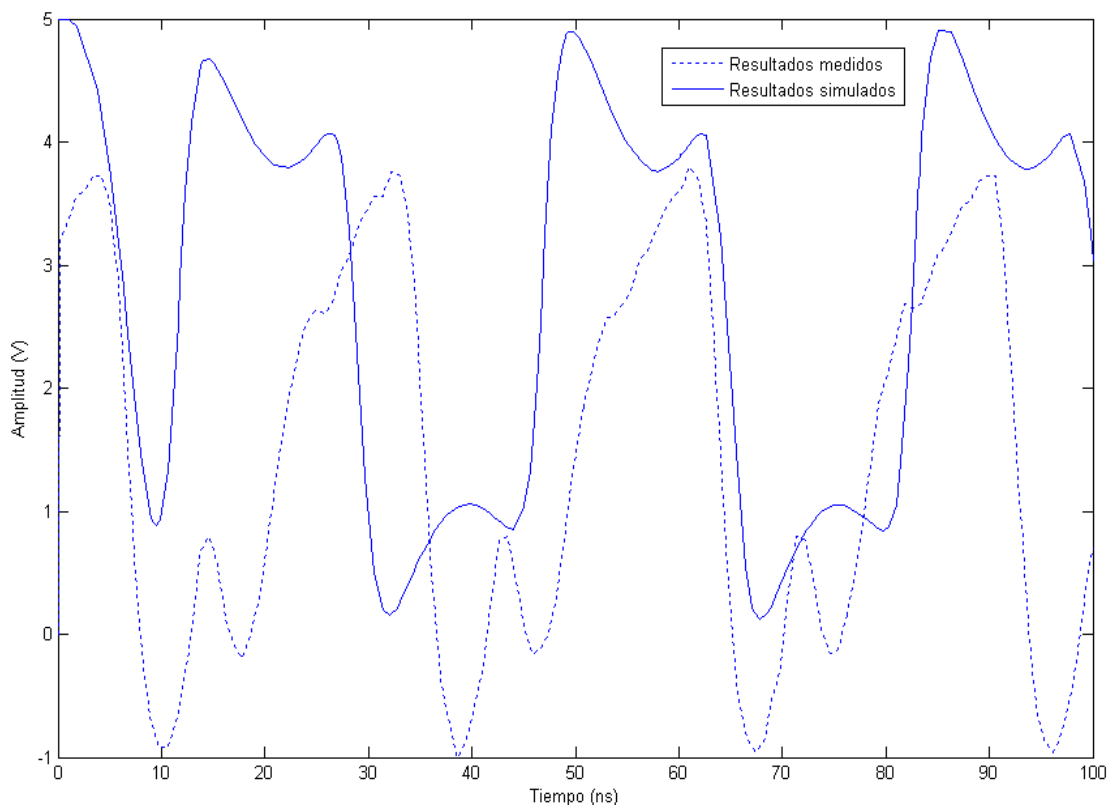
Si los componentes tienen los valores que se indican en la figura, y no se tiene en cuenta el tiempo de respuesta de la puerta NOT, la frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L \cdot C1 \cdot C2}{C1 \cdot C2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-6} \cdot 22 \cdot 10^{-12} \cdot 22 \cdot 10^{-12}}{22 \cdot 10^{-12} + 22 \cdot 10^{-12}}}} = 47,987,020.89 \text{ Hz} \approx 48 \text{ MHz} \quad (48)$$

Entonces, con esta frecuencia el periodo de la señal es:

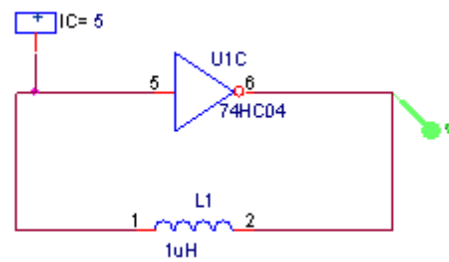
$$T_0 = 1 / f_0 = 1 / 47,987,020.89 = 20.83 \text{ ns} \quad (49)$$

Si miramos el *datasheet* del 74HC04, veremos que el tiempo de retardo con una tensión de alimentación de 4.5V y una temperatura ambiente de 25º C es de 9 ns. Si le sumamos este tiempo de retardo del NOT al tiempo del periodo calculado anteriormente, el periodo resultante será de aproximadamente 30 ns. A continuación, en la siguiente gráfica veremos que la forma de onda de la los resultados medidos tiene un periodo cercanos a los 30ns.



**Gráfica 3.4** Resultados del oscilador Colpitts con puerta NOT.

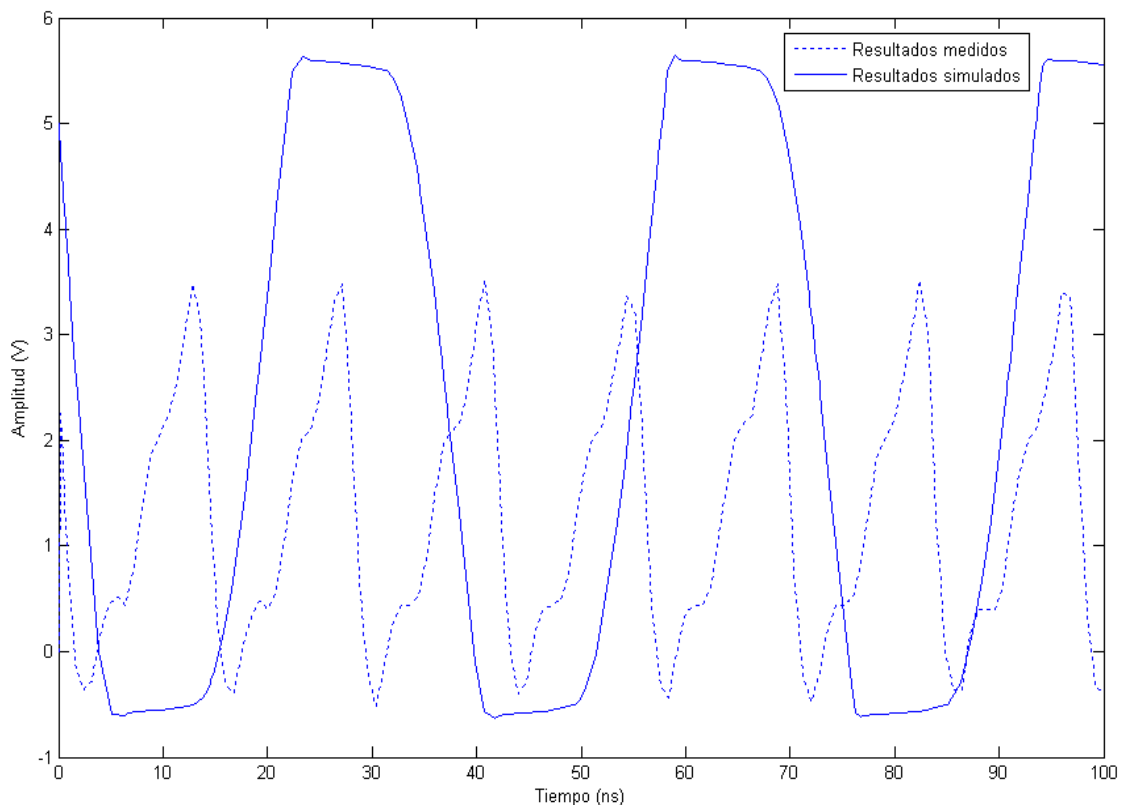
Una vez vistos estos resultados, se decidió eliminar los condensadores del circuito (ver Figura 3.15 para ver si sin ellos la frecuencia de oscilación era mayor. Los resultados de la simulación fueron muy buenos, ya que la forma de onda de la salida se asemejaba mucho a una onda cuadrada y, además, sus valores máximos y mínimos estaban entre 5V y 0V. Este tipo de señal puede conectarse a otros circuitos digitales, con lo cual, este circuito podría utilizarse como oscilador tanto para circuitos analógicos como digitales.



**Figura 3.15** Oscilador Colpitts con puerta NOT y sin condensadores.

Los resultados medidos con el osciloscopio (Gráfica 3.4) revelaron que el periodo de la oscilación de la señal de salida disminuye hasta los 13ns, es decir, aumenta la frecuencia de oscilación hasta los 72MHz. Otra gran diferencia respecto a los resultados medidos son que las crestas y los valles de la señal son mucho mas abruptos, lo que le confiere a la señal aspecto de señal triangular.

Este circuito se ha probado a conectarlo a la entrada circuitos digitales como puertas lógicas, divisores de frecuencia y temporizadores, y con todos ellos a funcionado satisfactoriamente.



**Grafica 3.5** Resultados del oscilador Colpitts con puerta NOT y sin condensadores.

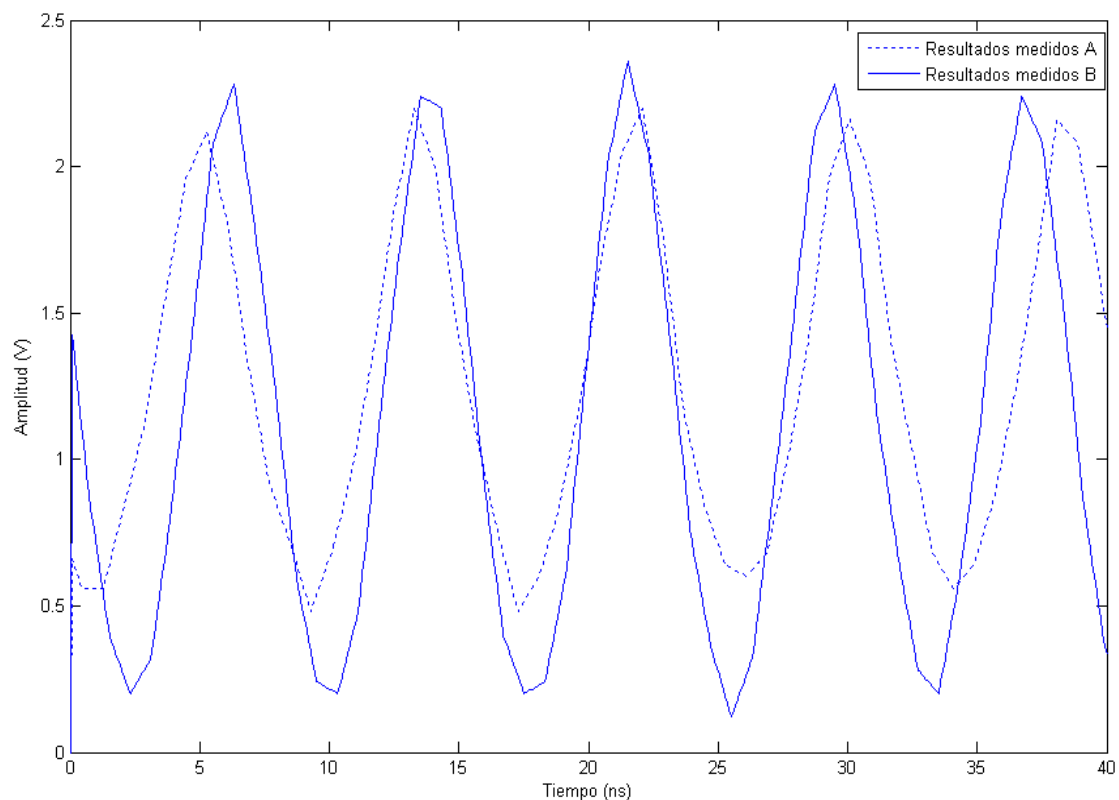
Vistos estos resultados, se utilizará esta configuración de oscilador Colpitts sustituyendo la inductancia por el sensor magnético de micro-hilo para que el periodo de las oscilaciones dependa del campo magnético.

## 3.4 Osciladores Colpitts con el sensor de MI

En esta sección se sustituye la bobina por el sensor de MI en los osciladores Colpitts con puerta NOT y en colector común. Se mostrarán los resultados simulados en Pspice y los medidos con el osciloscopio para decidir cuál de las dos configuraciones es mejor para utilizar en nuestro diseño.

### 3.4.1 Oscilador Colpitts con puerta NOT y sensor de MI

En la Figura 3.16 se muestra el modelo del sensor de la magneto-impedancia de 6 mallas conectado a la puerta NOT.



**Figura 3.16** Oscilador Colpitts conectado al sensor de magneto-impedancia. **Gráfica 3.6** Resultados del sensor MI conectado a la puerta NOT.

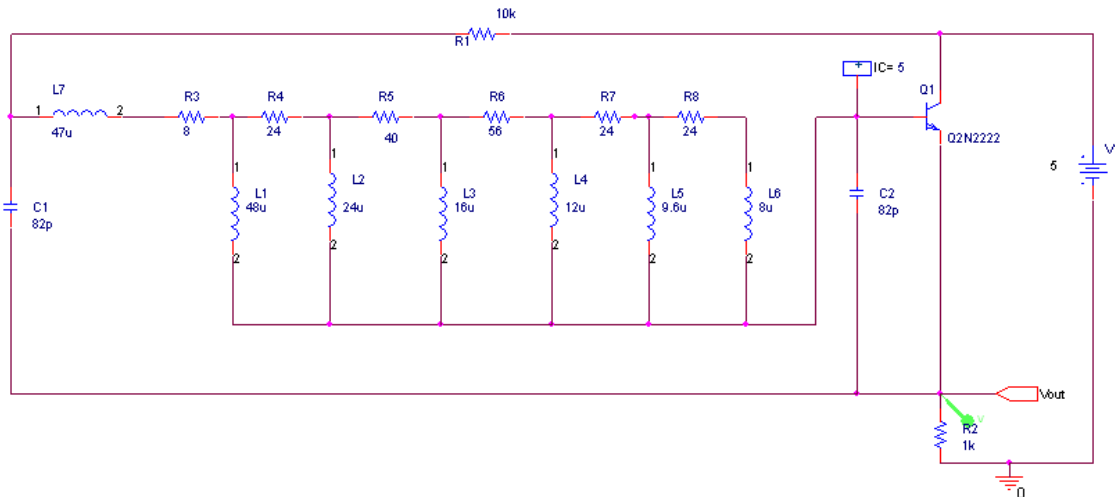
Este circuito no se ha podido simular porque Pspice no soporta frecuencias mayores de 50MHz. Pero en la Gráfica 3.6 podemos ver los resultados obtenidos al medir con el osciloscopio en la salida de la puerta NOT.

Los resultados medidos A se corresponden al circuito en reposo, es decir, que no tiene el imán cerca. En los resultados medidos B el imán se encuentra al lado del sensor. El periodo de la señal varía según el campo magnético ejercido sobre el sensor. Por este motivo, la señal cambia de frecuencia cuando alejamos y acercamos el imán.

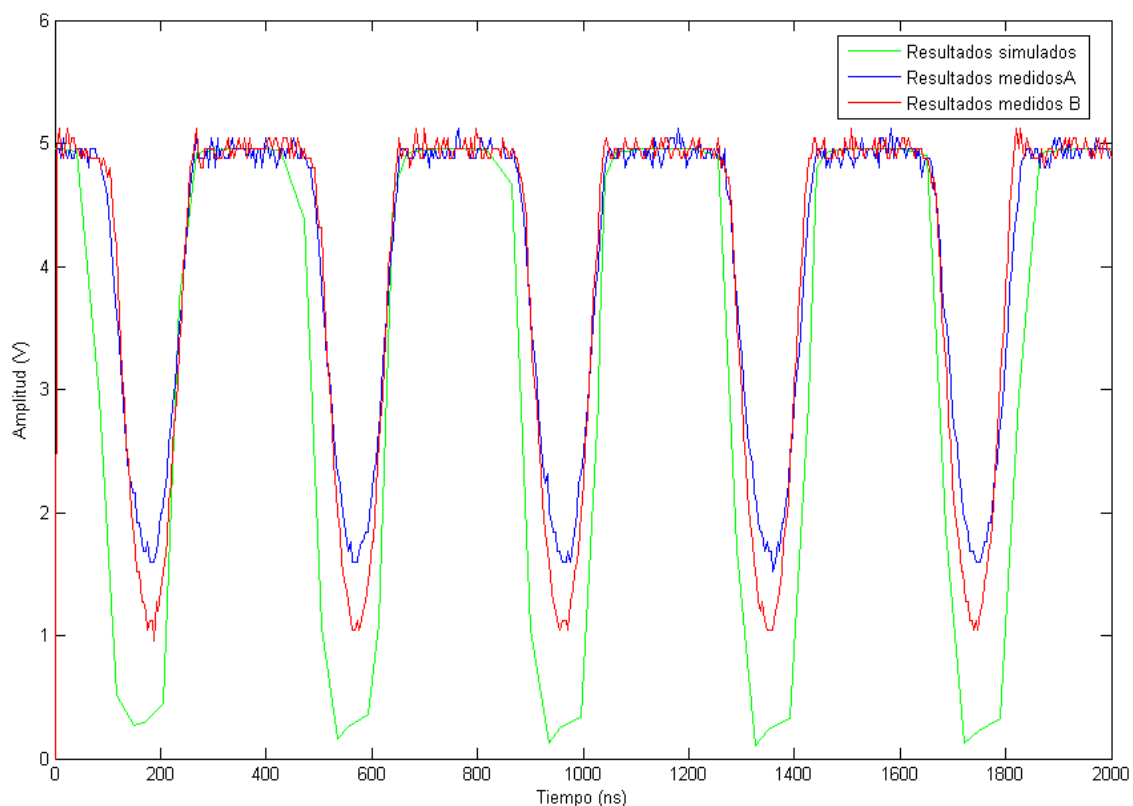


### 3.4.2 Oscilador Colpitts en colector común y sensor MI

En la Figura 3.17 se muestra el modelo del sensor de la magneto-impedancia de 6 mallas conectado entre la base de un transistor BJT y una bobina de 47uH. Este circuito es un oscilador Colpitts en colector común al que se le ha conectado el sensor. Este circuito oscila a 2.5MHz. En este caso no se ha podido cambiar el inductor por el sensor porque si no se incluye el inductor el circuito no oscila. Para montar este circuito y que funcione, es necesario que L7 sea mayor de 10uH.



**Figura 3.17** Oscilador Colpitts en colector común con el sensor de MI.



**Gráfica 3.7** Resultados del oscilador Colpitts en colector común con el sensor de MI.

En la Gráfica 3.7 podemos ver los resultados simulados en Orcad Psice en verde. Los resultados

con el sensor en reposo en color azul y los resultados de la línea roja son con el imán cerca del sensor.

Como se puede apreciar en la Gráfica 3.7, las señales resultantes son muy parecidas a pulsos cuadrados. Si variamos el campo magnético, el nivel bajo de la señal de salida cambia. La variación de tensión no es muy grande, cercana a los 500mV, pero es una variación suficiente como para desarrollar posibles circuitos de medición. Por ejemplo, queremos medir el diámetro de barras metálicas donde la diferencia de grosor entre ellas es de micrómetros, el sensor detectaría la diferencia de diámetro dando una respuesta en milivoltios que dependería del grosor de la barra.

## CAPÍTULO 4: CIRCUITOS ESTUDIADOS

En el capítulo 4 se explicará en que consiste el circuito propuesto para estudiar la variación de la frecuencia de la señal de respuesta de un oscilador con el sensor de magneto-impedancia frente a las variaciones del campo magnético.

Se explicará cómo deben de funcionar las diferentes partes de cada circuito y de que subcircuitos componen cada parte para lograr los resultados deseados. Se presentarán diferentes alternativas y ejemplos de los subcircuitos que componen el diseño .

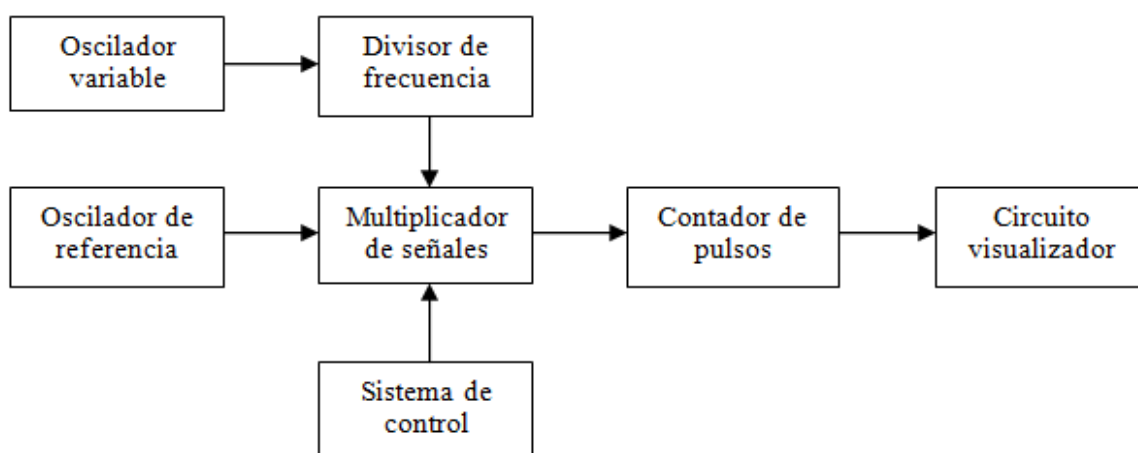
Este capítulo se divide en 6 secciones. Los circuitos de los que se hablarán son: el circuito propuesto, los biestables, circuitos antirrebotes, detectores de flancos, circuitos divisores de frecuencia y contadores, circuito visualizadores, y circuitos de control.

### 4.1 Circuito propuesto

El circuito que se propone tiene como finalidad el poder estudiar el comportamiento de los sensores de magneto-impedancia ante las variaciones del campo magnético. En este caso, se ha desarrollado un circuito capaz de medir la frecuencia de respuesta del sensor frente a la variación del magnetismo del entorno.

La idea básica del circuito es comparar el periodo de la señal de respuesta de un oscilador que usa un sensor de magneto-impedancia con otro oscilador que se usará de referencia y mostrar los resultados de la variación del periodo.

En el siguiente diagrama de bloques de la Figura 4.1 se muestran las diferentes partes de las que se compone el circuito propuesto.



**Figura 4.1** Diagrama de bloques del circuito.

El oscilador variable está compuesto por una puerta NOT y el sensor magnético. El periodo de sus oscilaciones variará con el campo magnético de su entorno. Como la frecuencia de oscilación es muy alta, es necesario reducirla. La señal del oscilador variable se divide con un circuito divisor de frecuencias. A continuación, se multiplica por la señal de un oscilador en el que su frecuencia no varía y siempre es la misma. El resultado es una señal periódica en el que la mitad está nivel bajo y la otra mitad son ráfagas de pulsos. La cantidad de pulsos en cada ráfaga depende del periodo de oscilación del oscilador variable. Por lo tanto, cuanto mayor sea su periodo, mayor número de pulsos cabrán en cada ráfaga. Con el sistema de control conseguimos separar una ráfaga de pulsos de la señal. Sabiendo el número de pulsos que hay en cada ráfaga podemos averiguar la variación de la frecuencia de oscilación debido a la variación del campo magnético y estudiar el comportamiento magnético del sensor de magneto-impedancia. La ráfaga pasa por un contador que contará el número de pulsos que hay en cada ráfaga. El número se codifica a decimal y muestra el resultado en los displays.

## 4.2 Biestables

Como su propio nombre indica, biestable significa dos estados estables. Son circuitos digitales en los que la salida puede tener el valor lógico  $1$  o el valor lógico  $0$ , de forma estable, es decir, aunque desaparezca la causa que originó el valor de la salida. Frecuentemente, a los biestables se les llama también *básculas* o *flip-flops*. Los biestables se utilizan en el sistema de control para separar una ráfaga de pulsos y como circuito antirrebotes del pulsador.

### 4.2.1 Biestables R-S

Los biestables se conocen por el nombre de sus entradas, en este caso sus entradas son *Reset* ( $R$ ), que quiere decir poner la salida a  $0$ , y *Set* ( $S$ ), que quiere decir poner la salida a  $1$ . Se puede construir con puertas NOR o con puertas NAND.



**Figura 4.2** (a) Biestables R-S NOR. (b) Biestables R-S NAND.

La Figura 4.2(a) muestra el esquema de un biestable R-S NOR y la Figura 4.2(b) muestra el esquema de un biestable R-S NAND. En ambos casos, tienen dos salidas, llamadas  $Q$  y  $\bar{Q}$ , que a su vez están realimentadas a las entradas, de la forma que se muestra en las Figuras 4.2. Es por esto que para realizar un análisis inicial de estos circuitos, según el valor de las entradas, hace falta conocer el estado previo de las salidas, porque si no, el estado del circuito es indeterminado. En un funcionamiento correcto, las salidas  $Q$  y  $\bar{Q}$  deben ser complementarias, es decir, una debe ser  $0$  y la otra  $1$ .

La Tabla 4.1 muestra las tablas de verdad de la función NOR (suma lógica negada) y la función NAND (producto lógico negado), que conviene recordar.

A	B	NOR	NAND
0	0	1	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	0	0

**Tabla 4.1** Tabla de verdad de las funciones NOR y NAND

Analizamos primero el biestable *R-S* NOR de la Figura 4.2 (a). La salida  $Q$ , se obtiene como resultado de la función NOR de las variables  $R$  y  $\bar{Q}$ ; mientras que la salida  $\bar{Q}$  se obtiene como resultado de la función NOR de las variables  $S$  y  $Q$ . Sus ecuaciones del álgebra de Boole son:

$$Q = \overline{R + \bar{Q}} \quad (50)$$

$$\bar{Q} = \overline{S + Q} \quad (51)$$

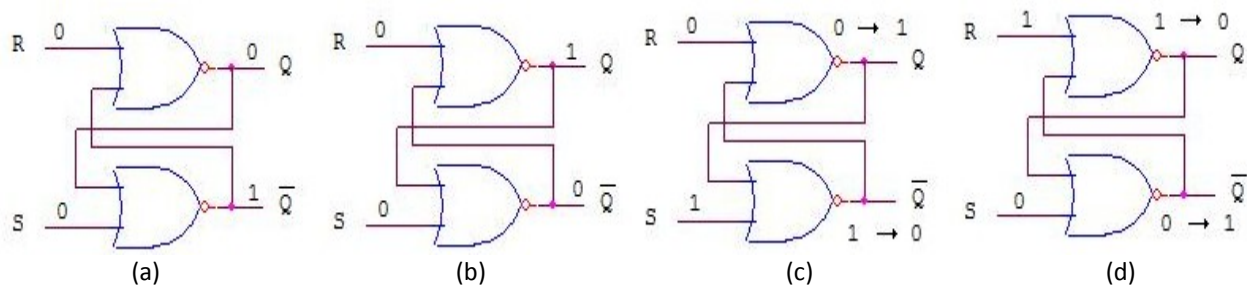
En la tabla de verdad del biestable, además de los valores de las entradas, hay que entrar también el valor de la salida  $Q$ . Como es posible que la salida cambie de valor, se llama  $Q_{(t)}$  y  $Q_{(t+1)}$  al valor de las salidas en el instante actual y en el posterior, respectivamente. En algunos textos, para referirse exactamente a lo mismo, llaman  $Q_{(t-1)}$  a la salida en el instante actual y  $Q_{(t)}$  a la salida posterior.

Para obtener la tabla de verdad, primero se rellenan las 3 primeras columnas, que son entradas a la tabla de verdad, y luego se obtienen los valores de las salidas del biestable  $Q$  y  $\bar{Q}$ , bien mirando la Figura 4.2 (a), o aplicando las ecuaciones (1) y (2). Si en una de las salidas se produce un cambio, como están realimentadas a las entradas de las puertas NOR, hay que seguir obteniendo los valores de las salidas, hasta que éstas no cambien. La salida  $Q$  obtenida finalmente, es para  $Q_{(t+1)}$ .

R	S	$Q_{(t)}$	$Q_{(t+1)}$
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	X
1	1	1	X

**Tabla 4.2** Tabla de verdad del biestable *R-S* NOR.

La Tabla 4.2, muestra la tabla de verdad del biestable *R-S* NOR. Para obtenerla en el mismo orden en que está escrita, aunque esto da igual en realidad, supongamos la salida previamente a 0, y ambas entradas a 0, ver Figura 4.3 (a). Entonces en la salida  $Q$  se obtiene un 0, como resultado de  $0+1$  y de  $\bar{Q}$  se obtiene un 1, como resultado de  $0+0$ . Si  $0+0$  la salida hubiera estado previamente a 1, ver Figura 4.3 (b), entonces se puede comprobar que en la salida  $Q$  se obtiene un 1 y se obtiene un 0 en la salida negada.



**Figura 4.3** Obtención gráfica de la tabla de verdad del biestable R-S NOR.

Seguimos con las siguientes filas de la tabla de verdad. Ponemos la entrada  $R$  a  $0$ , la entrada  $S$  a  $1$  y suponemos la salida  $Q$  previamente a  $0$ , Figura 4.3 (c). La salida  $Q$  es  $0+1$  igual a  $0$ . La salida  $Q$  es  $0+0$  igual a  $1$ . Como las salidas han cambiado, hay que volver a comprobar las salidas de las puertas NOR, que en este caso no cambian. Se puede comprobar que si la salida  $\bar{Q}$  hubiera estado a  $1$ , el resultado final hubiera sido el mismo.

Para las dos siguientes filas, ponemos  $R = '1'$  y  $S = '0'$ , y primero suponemos la salida previamente a  $0$ , Figura 4.3 (d). Inicialmente tenemos que  $Q=1+0=0$ , por lo que  $\bar{Q}=1+0=0$ . Entonces, como ha cambiado el valor de la salida de  $'1'$  a  $'0'$ , hay que volver a comprobar  $Q$ , que ahora es  $Q=0+0=0$ , es decir ha cambiado, pero esta vez ya es el valor estable, como se puede comprobar en el valor de  $\bar{Q}$ .

En las dos últimas filas de la tabla de verdad, si analizamos el circuito, obtenemos un  $0$  tanto en  $Q$  como en  $\bar{Q}$ , porque la función NOR da un  $0$  siempre que al menos una de las entradas es  $1$ . Este resultado no es deseable, porque entonces  $Q$  y  $\bar{Q}$  no serían complementarias. En la tabla de verdad (Tabla 4.2), se ha puesto una  $X$ , para indicar que la salida para estas entradas es indeterminada, ya que si bien para este circuito está determinada, para otras versiones ampliadas del biestable  $R$ - $S$  realmente se produce indeterminación a la salida, es decir, no se puede saber a priori el resultado.

Hay una manera de escribir la tabla de verdad resumida, para visualizar mejor el funcionamiento del biestable:

R	S	$Q_{(t+1)}$
0	0	$Q_{(t)}$
0	1	1
1	0	0
1	1	X

**Tabla 4.3** Resumen de funcionamiento del biestable R-S NOR.

- Si las dos entradas están a  $0$ , la salida mantiene su valor.
- Si  $R$  está a  $0$  y  $S$  está a  $1$ , pone a  $1$  el biestable.
- Si  $R$  está a  $1$  y  $S$  está a  $0$ , pone a  $0$  el biestable.
- Si ambas entradas están a  $1$ , la salida está indeterminada.

A la tabla de verdad de la Tabla 4.3 se la llama también tabla de transición. De la misma forma que se ha analizado el biestable  $R$ - $S$  NOR, se puede analizar el biestable  $R$ - $S$  NAND (Figura 4.2 (b)), obteniéndose las siguientes tabla de verdad y transición.

R	S	$Q_{(t)}$	$Q_{(t+1)}$
0	0	0	X
0	0	1	X
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

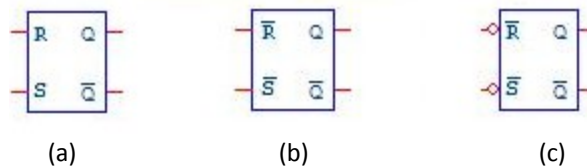
**Tabla 4.4** Tabla de verdad del biestable  $R$ - $S$  NAND.

R	S	$Q_{t+1}$
0	0	X
0	1	0
1	0	1
1	1	$Q_t$

**Tabla 4.5** Resumen de funcionamiento del biestable  $R$ - $S$  NAND.

- En este biestable la indeterminación se produce para las dos entradas a '0'.
- Cuando  $S = '0'$  y  $R = '1'$ , se pone la salida a '1'.
- Cuando  $S = '1'$  y  $R = '0'$ , se pone la salida a '0'.
- Si las dos entradas están a '1' a la vez, la salida no cambia.

En el biestable  $R$ - $S$  NAND, la indeterminación no es tal, si el circuito es como el de la Figura 4.3 (b), ya que una puerta NAND, cuando entre sus entradas tiene un 0 o más, da un 1 a su salida, por lo que para las entradas  $R$  y  $S$  a 0, ambas salidas son 1. No obstante, y de la misma forma que se ha indicado en el biestable  $R$ - $S$  NOR, en las ampliaciones o mejoras de este biestable, se produce indeterminación en el estado de las salidas. En cualquier caso, es un estado no deseado del biestable. La Figura 4.4 muestra los símbolos para los biestables  $R$ - $S$ .



**Figura 4.4** Símbolos del biestable  $R$ - $S$

La Figura 4.4(a) muestra el símbolo de un biestable  $R$ - $S$  NOR, mientras que las Figuras 4.4 (b) y 4.4 (c) muestran dos símbolos alternativos para el biestable  $R$ - $S$  NAND. Observe que en ambos se muestra las entradas negadas, o bien se niega la variable en el nombre, o bien mediante el símbolo

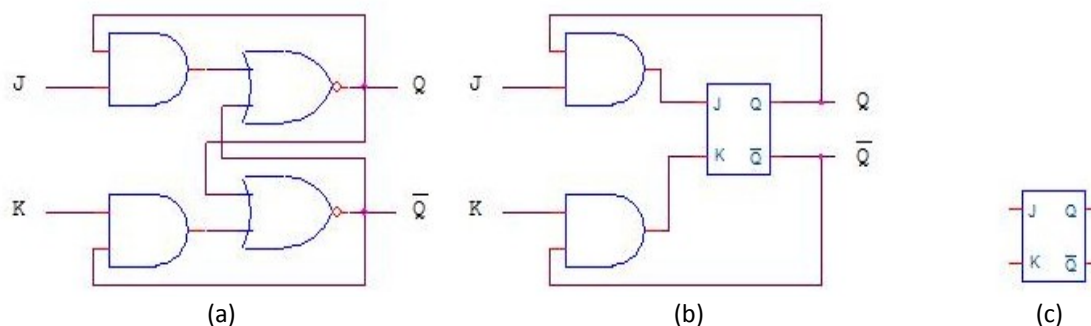
de la negación (el pequeño círculo). En efecto, de la tabla de verdad del biestable  $R$ - $S$  NAND se deduce que las entradas son activas a 0, es decir, por ejemplo, Set ha de estar a 0 para poner la salida a 1. De la misma forma, la indeterminación se produce para ambas entradas a 0, porque es como si se le diera la orden al biestable de poner la salida a 1 y a 0 al mismo tiempo. (Lo mismo ocurre con el biestable  $R$ - $S$  NOR cuando se ponen sus entradas a 1).

### 4.2.2 Biestables J-K

Este biestable elimina la indeterminación del biestable  $R$ - $S$ . Esto lo logra mediante una realimentación de las salidas del biestable  $R$ - $S$ , como se muestra en la Figura 4.5.

La Figura 4.5 muestra cómo hacer un biestable  $J$ - $K$  a partir de un biestable  $R$ - $S$  genérico, la Figura 4.5 (b) muestra el biestable  $J$ - $K$  a partir del biestable  $R$ - $S$  NOR, por último la Figura 4.5 (c) muestra el símbolo para el biestable  $J$ - $K$ . Para analizar este biestable se parte de la tabla de verdad del biestable  $R$ - $S$ , la cual nos es conocida. Se observa en las Figura 4.5 (a) y Figura 4.5 (b) que las entradas  $J$  y  $K$  van a dos puertas AND, cuya otra entrada es una de las salidas.

La Figura 4.5 (a) muestra cómo hacer un biestable  $J$ - $K$  a partir de un biestable  $R$ - $S$  genérico, la Figura 4.5 (b) muestra el biestable  $J$ - $K$  a partir del biestable  $R$ - $S$  NOR, por último la Figura 4.5 (c) muestra el símbolo para el biestable  $J$ - $K$ . Para analizar este biestable se parte de la tabla de verdad del biestable  $R$ - $S$ , la cual nos es conocida. Se observa en las Figura 4.5 (a) y Figura 4.5 (b) que las entradas  $J$  y  $K$  van a dos puertas AND, cuya otra entrada es una de las salidas.



**Figura 4.5** Biestable J-K.

Si ambas entradas  $J$  y  $K$  están a 0, al biestable  $R$ - $S$  le entran dos 0, por lo que sus salidas no cambian, independientemente del estado en que se encuentren.

Cuando  $J = 1$  y  $K = 0$ , la salida  $Q$  cambiará a 1, ya que si la salida previamente estaba a 1, al biestable  $R$ - $S$  le entran dos 0, por lo que no cambia. Si la salida previamente estaba a 0, entonces al biestable  $R$ - $S$  le entran  $R = 0$  y  $S = 1$ , por lo que el biestable se pondrá a 1.

Cuando  $J = 0$  y  $K = 1$  es el caso contrario, en el que la salida  $Q$  está a 1 cambiará a 0.

Para el caso  $J = 1$  y  $K = 1$ , hay que conocer el estado previo de la salida. Si la salida  $Q$  estaba previamente a 0, entonces al biestable  $R$ - $S$  le entran un 0 en  $R$  y un 1 en  $S$ , por lo que la salida cambia a 1. Si la salida estaba previamente a 1, entonces al biestable  $R$ - $S$  le entran un 1 en  $R$  y un 0



en  $S$ , por lo que la salida  $Q$  cambia a  $0$ . De esta forma ha quedado resuelta la indeterminación del biestable  $R$ - $S$ , ya que se observa que es imposible que al biestable  $R$ - $S$  interior del  $J$ - $K$  le entren dos  $1$  al mismo tiempo.

El resumen del funcionamiento del biestable  $J$ - $K$  es el que se explica en la Tabla 4.6

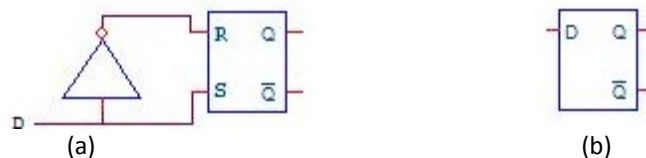
J	K	$Q_{t+1}$
0	0	$Q_t$
0	1	0
1	0	1
1	1	$Q_t$

**Tabla 4.6** Resumen de funcionamiento del biestable  $J$ - $K$ .

### 4.2.3 Biestables D

En este biestable, se unen las entradas de un biestable  $R$ - $S$  a través de una puerta NOT, lo que garantiza un  $1$  y un  $0$  a la entrada del biestable  $R$ - $S$ .

Su funcionamiento se deduce directamente a partir del biestable  $R$ - $S$ , ya que como se observa en la Figura 4.6 (a), la entrada  $S$  es directamente  $D$ , y la entrada  $R$  es  $D$  negada. El resumen de su funcionamiento se explica en la Tabla 4.7.



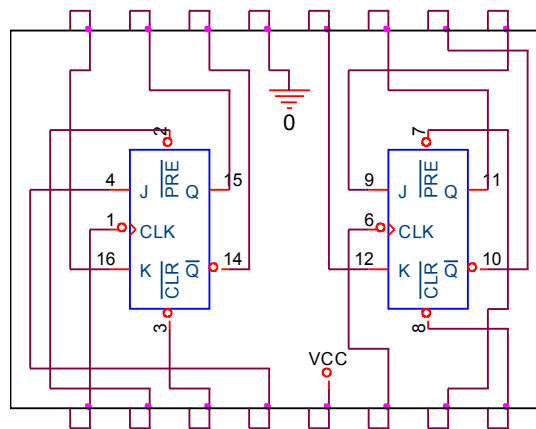
**Figura 4.6** (a) Biestable  $D$  básico. (b) Símbolo del biestable  $D$ .

D	$Q_{t+1}$
0	0
1	1

**Tabla 4.7** Resumen de funcionamiento del biestable  $D$ .

### 4.2.4 Estudio del circuito integrado 7476

El biestable 7476 utilizado en este trabajo es un biestable  $J$ - $K$  sincronizado por flancos *Master-Slave* (Maestro-esclavo). El circuito integrado 7476 consta de dos biestables  $J$ - $K$  dentro del mismo encapsulado, tal y como se muestra en la Figura 4.8 en la que se puede ver también su patillaje. Este biestable es utilizado en el sistema de control para separar una ráfaga de pulsos.

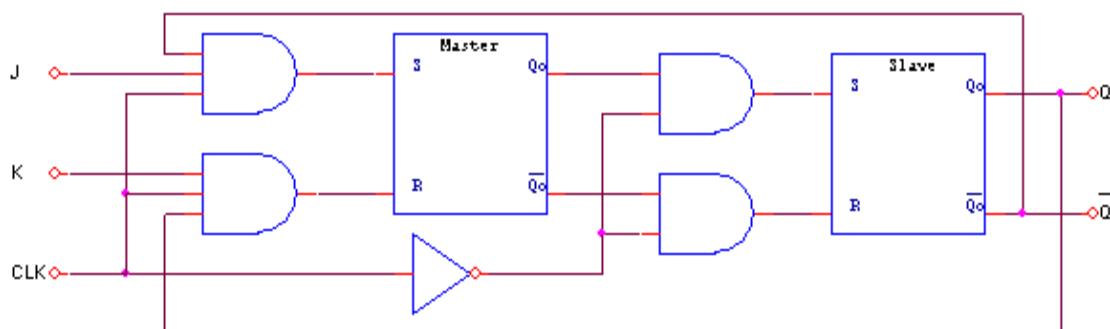


**Figura 4.8** Diagrama de conexión del circuito integrado 7476

Hay veces que en los diagramas funcionales, dependiendo de los fabricantes, a la señal de reloj que nosotros hemos denominado *CLK*, le dan el nombre de *Clock* o *CP* (*Clock pulse*) y, a las señales asíncronas, que hemos denominado *CLR* o *PR*, les designan por su nombre completo, *Clear* (puesta a cero) o *Preset* (puesta a uno).

Pero, ¿cómo funciona este tipo de biestable? Para contestar a esta pregunta tendremos que ver cómo está constituido el J-K y qué representaremos como un diagrama de bloques funcional. Comenzaremos por observar cómo funciona el circuito con sus entradas síncronas o dependientes de la señal de reloj, es decir, la entrada *J*, *K* y *CLK* y sus entradas  $Q_{(t)}$  y  $Q_{(t)}$ .

El diagrama lógico es el que se muestra en la Figura 4.9, y como puede apreciarse consta de dos biestables *R-S*, uno que denominaremos *Master* (Maestro) y otro que será el *Slave* (esclavo), y unas puertas lógicas que hacen de inhibidores, con las entradas *J*, *K* y la señal *CLK* o de reloj. También hay una realimentación de la salida del *Slave* a la entrada *Master*. Este circuito tiene la ventaja de no depender de los tiempos de propagación, ni de subida, ni de bajada de la señal de reloj, que es uno de los inconvenientes que, como ya se verá, tienen los biestables sincronizados por flancos.



**Figura 4.9** Diagrama lógico de un biestable J-K Master-Slave

La primera báscula *R-S* (*Master*) almacena la información presente en las entradas *R-S* durante el tiempo de subida de la señal de reloj (*CLK*) y mientras ésta se encuentra a nivel alto. Si la señal *CLK*=1, se inhibe el biestable *R-S* *Slave* debido al inversor que hay a la salida de la señal de reloj que hace que las salidas de las puertas que atacan al biestable *R-S* sean cero. Durante el flanco

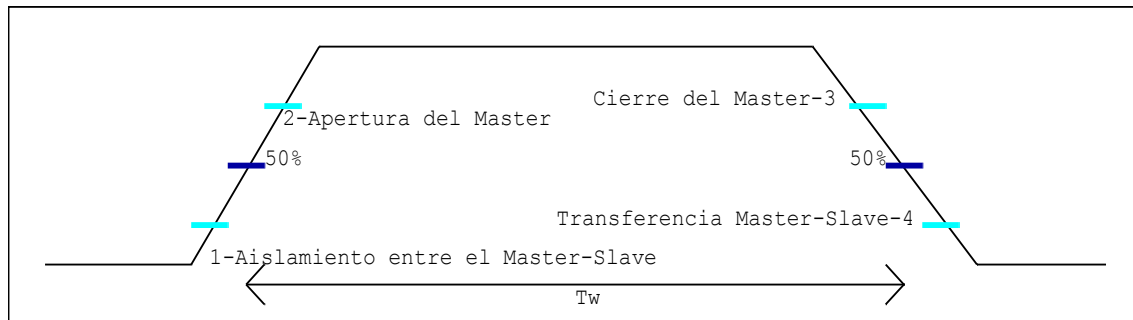
descendente, la información que se encuentra presente en el biestable *Master* se transmite al biestable *Slave*, por tanto, ésta aparecerá en las salidas  $Q_{(t)}$  y  $Q_{(t)}$ .

Analicemos paso a paso su funcionamiento para cada uno de los posibles valores de las señales de entradas síncronas:

- $J=X$ ,  $K=X$  y  $Q_{(t)}=X$  (indiferente) y  $CLK=0$ . En estas condiciones, a la entrada de la báscula *Master*  $S=0$  y  $R=0$ , lo que obliga a que sus salidas permanezcan en el estado anterior, es decir,  $Q_{0(t+1)}=Q_{0(t)}$  y , por tanto, se mantienen los valores de entrada  $S$  y  $R$  de la báscula *Slave* y la salida  $Q_{1(t)}=Q_{1(t)}$ .
- Si  $J=1$ ,  $K=0$  y  $Q_{(t)}=0$ , y se produce un pulso en la señal de reloj  $CLK$ , durante el flanco de subida y mientras esta señal esté a nivel alto, a la entrada de la báscula *Master*,  $S=1$  y  $R=0$ , por lo que sus salida evolucionan a  $Q_{0(t+1)}=1$  y  $Q_{0(t+1)}=0$ . Durante el tiempo en que  $CLK=1$ , a la entrada de la báscula *Slave*,  $S=0$  y  $R=0$ , por lo que  $Q_{1(t)}=Q_{1(t+1)}$ . Justo cuando la señal de reloj pasa del nivel alto a nivel bajo, es decir, en el flanco de bajada de la señal de sincronismo, las entradas  $S$  y  $R$  de la báscula *Master* se ponen a 0 por lo que  $Q_0$   $Q$  y guardan el valor que tenían,  $Q_{0(t+1)}=1$  y  $Q_{0(t+1)}=0$ , luego en las entradas de la báscula *Slave*, cuando se produce el flanco descendente,  $S=1$  y  $R=0$ , por lo que  $Q_{1(t)}=1$  y  $Q_{1(t+1)}=0$ .
- Si  $J=1$ ,  $K=0$  y  $Q_{(t)}=1$ , en el flanco de subida y mientras esté a nivel alto la señal de reloj,  $S=0$  y  $R=0$ , por lo que  $Q_{0(t)}=Q_{0(t+1)}=1$ , y en el flanco de bajada se transfieren a las entradas de la báscula *Slave* las salidas de la báscula *Master*, luego  $S=1$  y  $R=0$ , por lo que  $Q_{1(t+1)}=1$  y  $Q_{1(t+1)}=0$ .
- Si  $J=0$ ,  $K=1$  y  $Q_{(t)}=0$ , en el flanco ascendente y mientras esté a nivel alto la señal de reloj, a la entrada de la báscula *Master*,  $S=0$  y  $R=0$ , por lo que esta báscula no cambia de estado,  $Q_{0(t)}=Q_{0(t+1)}=0$ , y en el flanco de bajada a la entrada del biestable *Slave*  $S=0$  y  $R=1$ , por lo que  $Q_{1(t+1)}=0$  y  $\overline{Q}_{1(t+1)}=1$ .
- Si  $J=0$ ,  $K=1$  y  $Q_{(t)}=1$ , en el flanco ascendente y mientras esté a nivel alto la señal de reloj, a la entrada de la báscula *Master*  $S=0$  y  $R=1$ , lo que fuerza que  $Q_{0(t+1)}=0$  y  $Q_{0(t+1)}=1$ . Cuando llega el flanco de bajada de la señal de reloj, en la báscula *Slave* las entradas son  $S=0$  y  $R=1$ , por lo que  $Q_{1(t+1)}=0$  y  $Q_{1(t+1)}=1$ .
- Si  $J=0$ ,  $K=0$  y  $Q_{(t)}=X$ , en el flanco ascendente y mientras esté a nivel alto la señal de reloj, a la entrada de la báscula *Master*  $S=0$  y  $R=0$ , por lo que,  $Q_{0(t)}=Q_{0(t+1)}$  y cuando se produce el flanco descendente en la señal de reloj a la entrada de la báscula *Slave*,  $S=Q_{0(t)}$  y  $R=Q_{0(t)}$ , por lo que la salida del biestable permanecerá en el estado que tenía antes de llegar el impulso de sincronismo, es decir,  $Q_{(t)}=Q_{(t+1)}$ .
- Si  $J=1$ ,  $K=1$  y  $Q_{(t)}=0$ , al llegar el flanco de subida y mientras esté a nivel alto la señal de reloj a la entrada de la báscula *Master*  $S=1$  y  $R=0$ . por lo que  $Q_{0(t+1)}=1$  y  $Q_{0(t+1)}=0$ . En el flanco de bajada de la señal de reloj en la entrada de la báscula *Slave*,  $S=1$  y  $R=0$ , lo que fuerza que sus salidas pasen al estado  $Q_{1(t+1)}=1$  y  $Q_{1(t+1)}=0$ .
- Si  $J=1$ ,  $K=1$  y  $Q_{(t)}=1$ , cuando se produce el flanco de subida de la señal de sincronismo y mientras esté a nivel alto, a la entrada de la báscula *Master*  $S=0$  y  $R=1$ , por lo que las salidas

evolucionan a  $Q_{0(t+1)}=0$  y  $Q_{0(t+1)}=1$ . En el flanco descendente las entradas de la báscula *Slave*,  $S=0$  y  $R=1$ , por lo que sus salidas pasan a valer  $Q_{1(t+1)}=0$  y  $Q_{1(t+1)}=1$ .

Es decir, cuando  $J=1$  y  $K=1$ , la salida  $Q_{(t+1)}=Q_{(t)}$ , pero, en este caso, como la señal de salida sólo cambia en el flanco descendente de la señal de reloj, se evita el problema de la oscilación del biestable *J-K* asíncrono cuando se mantienen las entradas  $J=K=1$ .



**Figura 4.10** Diagrama de tiempos de la señal de sincronismo del biestable Master-Slave.

En la Figura 4.10 se muestra un diagrama de tiempos en el que se indican los cuatro puntos básicos del funcionamiento del biestable.

- En el instante 1, el biestable *Master* queda aislado del biestable *Slave*.
- En el instante 2, el biestable *R-S Master* registra, en sus salidas  $Q_{0(t)}=Q_{0(t)}$ , el estado correspondiente a las entradas  $R$  y  $S$ .
- En el instante 3, las entradas  $R$  y  $S$  quedan inhabilitadas para evitar un cambio en la salida del biestable *Master*.
- En el instante 4, la información de la salida del biestable *Master* se transfiere al biestable *Slave*, apareciendo en las salidas  $Q_{1(t)}=Q_{1(t)}$ .
- $T_w$  indica la anchura del impulso de reloj, que se mide entre los valores del impulso en que se encuentra al 50% entre el nivel alto y el nivel bajo.

La representación de la tabla de verdad del biestable *J-K Master-Slave* es la que se muestra en la y Tabla 4.8.

CLK	J	K	$Q_{(t+1)}$
	0	0	$Q_{(t)}$
	0	1	0
	1	0	1
	1	1	$Q_{(t)}$

**Tabla 4.8** Tabla de estados de un biestable *J-K Master-Slave*

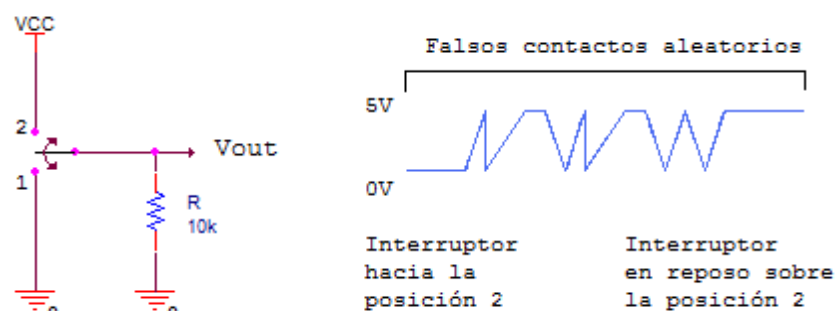
Una vez que hemos analizado el funcionamiento de las entradas síncronas de este biestable, vamos a ver cómo son y para qué sirven las entradas asíncronas. Las señales *CLR* y *PR* son señales

asíncronas, lo que quiere decir que no dependen de la señal de reloj; además, estas entradas prevalecen frente a las entradas síncronas.

Cuando la entrada *CLR* (*Clear*) se pone a nivel bajo, estando *PR* a nivel alto, independientemente del valor de las entradas *J* y *K*, las salidas toman los valores  $Q_{(t)}=1$  lo que fuerza a que  $Q_{(t)}=0$ . Si se ponen simultáneamente las entradas asíncronas *CLR* y *PR* a nivel bajo, las salidas  $Q_{(t)}$  y  $Q_{(t)}$  se ponen las dos a nivel alto, independientemente del valor del resto de las entradas.

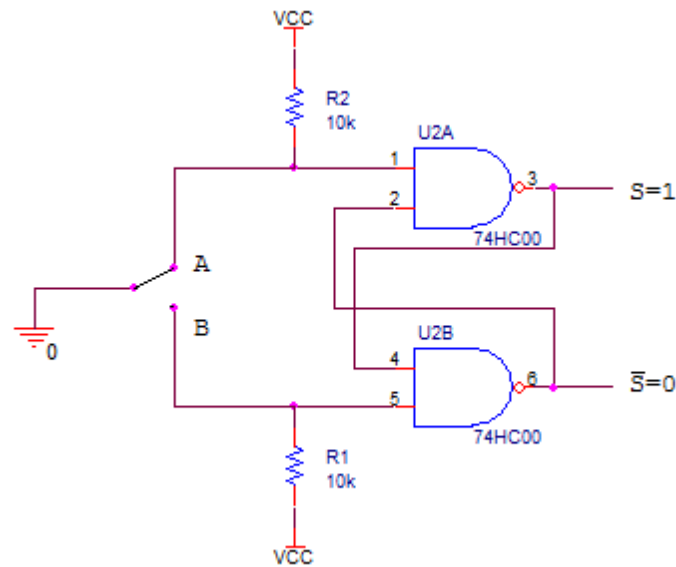
## 4.3 Circuitos antirrebotes

En el diseño del circuito queremos que cuando se presione un pulsador, los biestables del sistema de control se activen una vez para realizar una medida de la variación de frecuencia. Para poder introducir por la entrada CLK de un biestable un solo pulso de sincronismo, no se puede utilizar un interruptor o un cable en una placa de inserción de nivel bajo a nivel alto, ya que, si se hace así, se producen rebotes y realmente se producen varios ceros y unos hasta que la señal se estabiliza, como se muestra en la Figura 4.11.



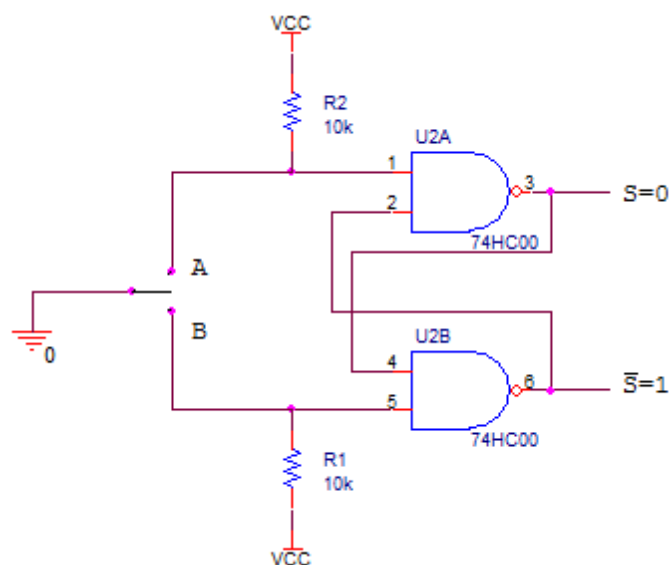
**Figura 4.11** Señal de rebote producida por un interruptor al pasar de 1 a 0.

Para evitar los rebotes, se puede utilizar una señal de salida con antirrebotes que normalmente los equipos didácticos o de entrenamiento suelen incluir y que se activa mediante un pulsador o un conmutador. Si no se dispone del mismo, se puede montar un circuito como el de la Figura 4.12 que es un circuito antirrebotes.



**Figura 4.12** Circuito antirrebote con báscula R-S

Seguidamente, haremos una breve descripción de su funcionamiento, partiendo del estado que se muestra en la Figura 4.13, el terminal A de U2A está a nivel bajo, puesto que la entrada está conectada a masa, por tanto, la salida de U2B está a nivel alto. La otra entrada de U2A, ésta a nivel alto, ya que se encuentra conectada a VCC a través de la resistencia R1. Por tener las dos entradas a nivel alto, a la salida de U2A habrá un nivel bajo, que se introduce a la entrada de U2B.

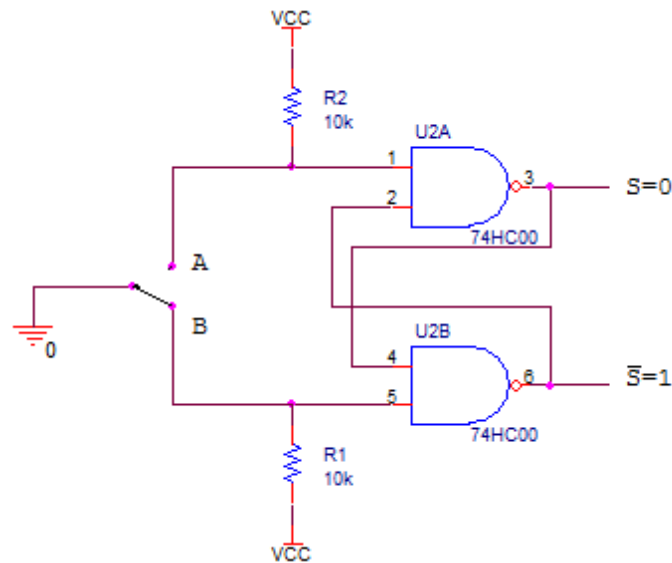


**Figura 4.13** Circuito antirrebotes en el instante en que el conmutador está entre el punto A y el punto B.

Si no se mueve el conmutador, no habrá cambios en las salidas de los biestables y se mantendrán en este estado indefinidamente.

Cuando se separa el conmutador del contacto A, sin llegar a tocar el contacto B, tal y como se muestra en la Figura 4.13, no habrá ningún cambio en las salidas de las puertas. El único cambio que hay respecto al estado anterior es que la entrada A de U2B habrá un nivel alto, pero esto no hará cambiar su estado de salida, ya que a la otra entrada de U2B habrá un nivel alto, pero esto no hará cambiar su estado de salida, ya que a la otra entrada de U2B le sigue llegando un nivel bajo y

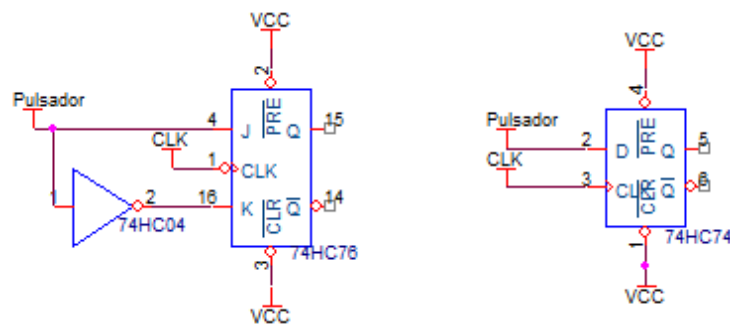
la salida de U2A sigue siendo un nivel alto.



**Figura 4.14** Circuito antirrebotes con el punto B a nivel bajo y el punto A a nivel alto.

Por último, nos podemos encontrar con la situación contraria a la primera, es decir, la entrada B de U2A puesta a nivel bajo por estar a masa, y la entrada A de U2B a nivel alto, tal y como se muestra en la Figura 4.14

Como vimos en el capítulo anterior, los biestables J-K y los biestables D están formados por básculas R-S. Si no disponemos de puertas NAND o queremos simplificar el diseño, el circuito antirrebotes se puede construir con un biestable J-K y una puerta NOT, o más sencillo, con un biestable D. En la Figura 4.15 se muestran los circuitos antirrebotes.



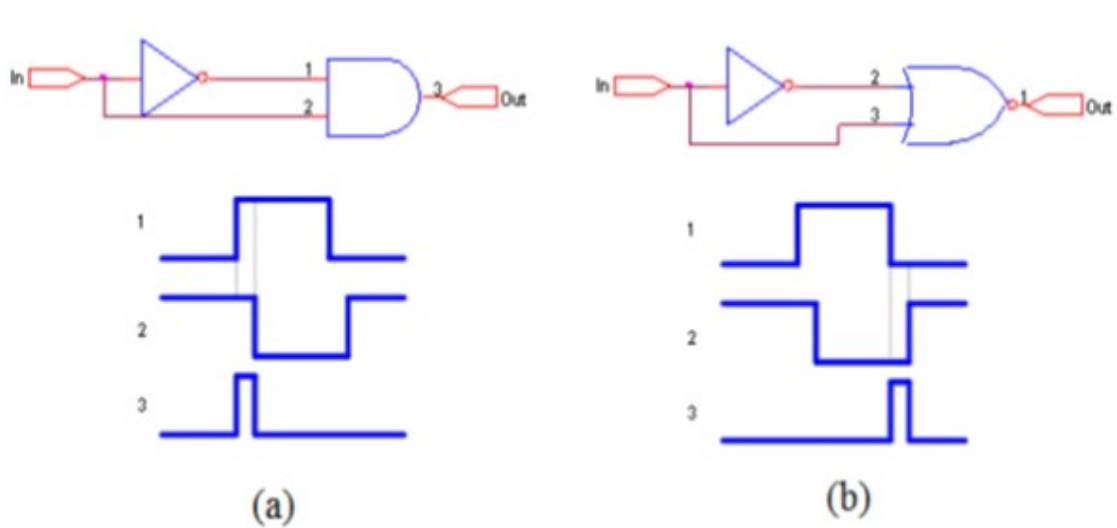
**Figura 4.15** Circuitos antirrebotes con biestables J-K y D

## 4.4 Detectores de flancos

Como su propio nombre indica, estos circuitos detectan los flancos positivos y los flancos negativos de la señal procedente del divisor de frecuencia. Estos circuitos producen un pulso positivo cuando detectan un flanco. Este tipo de circuitos son utilizados en el bloque del sistema de control. Los detectores de flancos reciben por su entrada la señal del divisor de frecuencia y sus señales de salidas son utilizadas para controlar los biestables del sistema de control. En este apartado se realizará un pequeño estudio de los tipos de detectores de flancos que han sido estudiados para utilizar en el circuito final. Los detectores de flancos estudiados están compuestos por puertas lógicas solamente, por puertas lógicas y mallas RC y por puertas lógicas y biestables D

### 4.4.1 Detectores de flancos con puertas lógicas

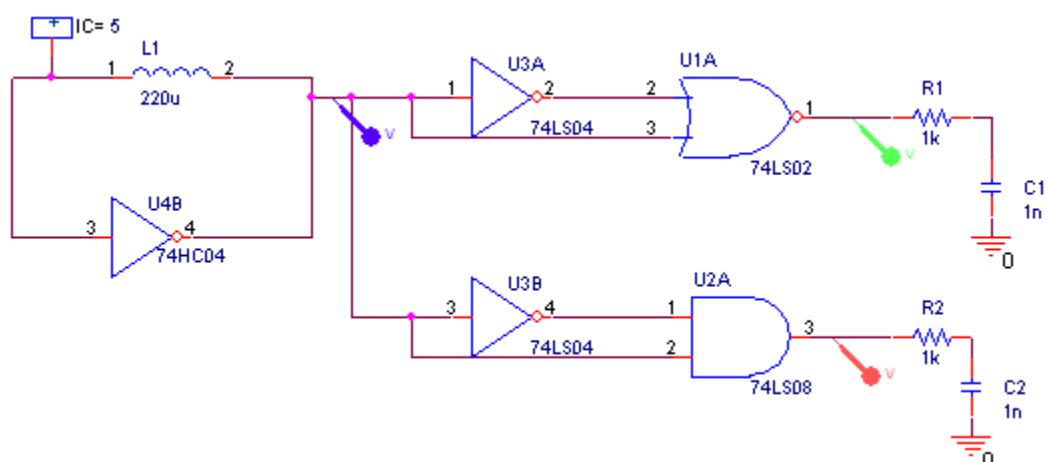
Normalmente estos circuitos generan una salida a nivel alto independientemente del valor de la entrada. En el detector de flancos positivos, si la entrada cambia de estado, transcurre un tiempo antes de que la salida del inversor cambie. De modo que si *In* conmuta de nivel bajo a nivel alto, las dos entradas de la puerta AND estarán a nivel alto durante un breve intervalo. Esta condición da lugar a un corto pulso en la entrada. A este fenómeno se le denomina pulso falso o *glitch* en inglés.



**Figura 4.16** (a) Circuito detector de flancos positivos con puertas lógicas y señales de entrada y de salida de la puerta AND. (b) Circuito detector de flancos negativos con puertas lógicas y señales de entrada y de salida de la puerta NOR.

En el caso del detector de flancos negativos ocurre al contrario. Cuando la entrada *In* pasa de nivel alto a nivel bajo, las dos entradas de la puerta NOR estarán a nivel bajo durante un breve intervalo de tiempo.

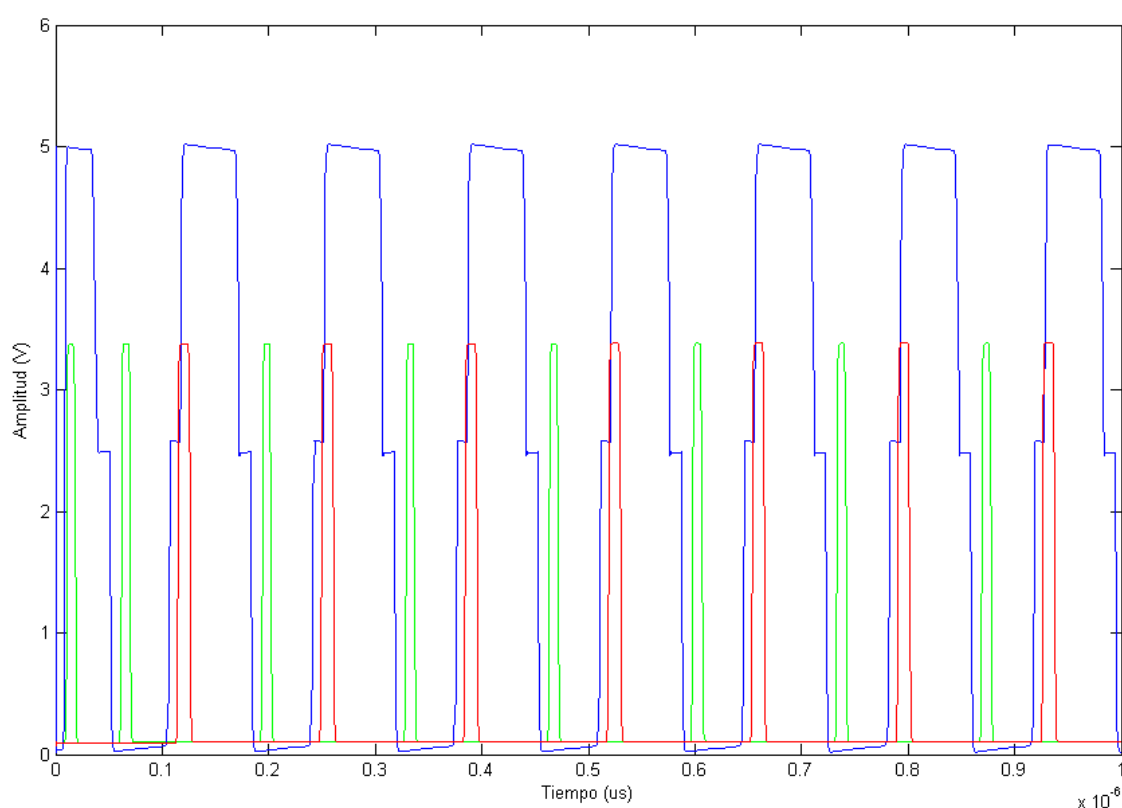




**Figura 4.17** Ejemplo de un circuito oscilador conectado a un detector de flancos positivos y un detector de flancos negativos construido con puertas lógicas

En la Figura 4.17 se muestra un ejemplo de un circuito oscilador de onda cuadrada conectado con un detector de flancos positivos y con un detector de flancos negativos.

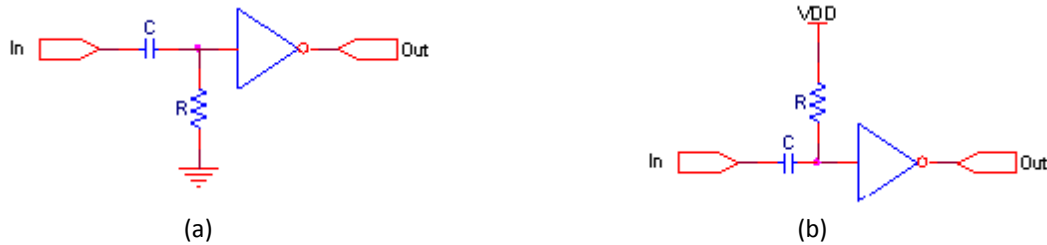
A continuación, en la Gráfica 4.1 correspondiente al circuito anterior, podemos observar los pulsos cuadrados del oscilador en color azul, el pulso generado por el detector de flancos positivos en color rojo y el pulso generado por el detector de flancos negativos de color verde.



**Gráfica 4.1** Gráfica del circuito oscilador conectado a un detector de flancos positivos y un detector de flancos negativos con puertas lógicas.

### 4.4.2 Detectores de flancos con malla RC y puerta NOT

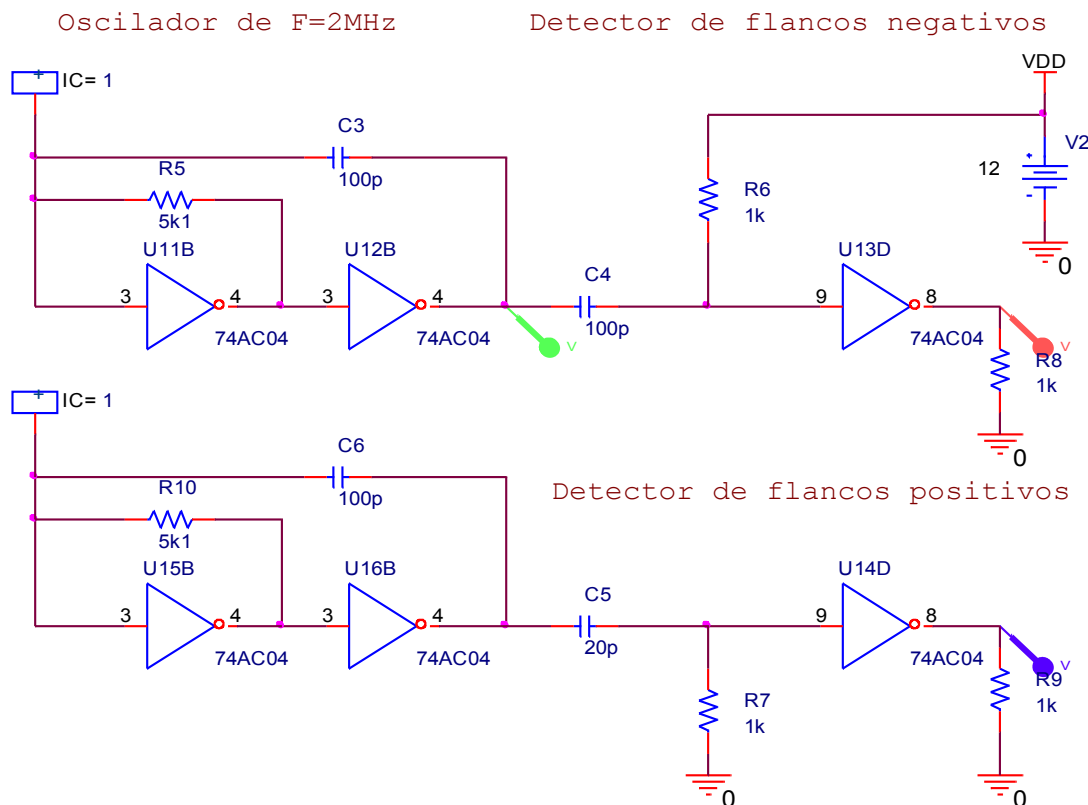
Los detectores de flancos de flancos con malla RC y puerta NOT estudiados se pueden ver en la Figura 4.18.



**Figura 4.18** (a) Circuito detector de flancos positivos con malla RC y puerta NOT. (b) Circuito detector de flancos negativos con malla RC y puerta NOT.

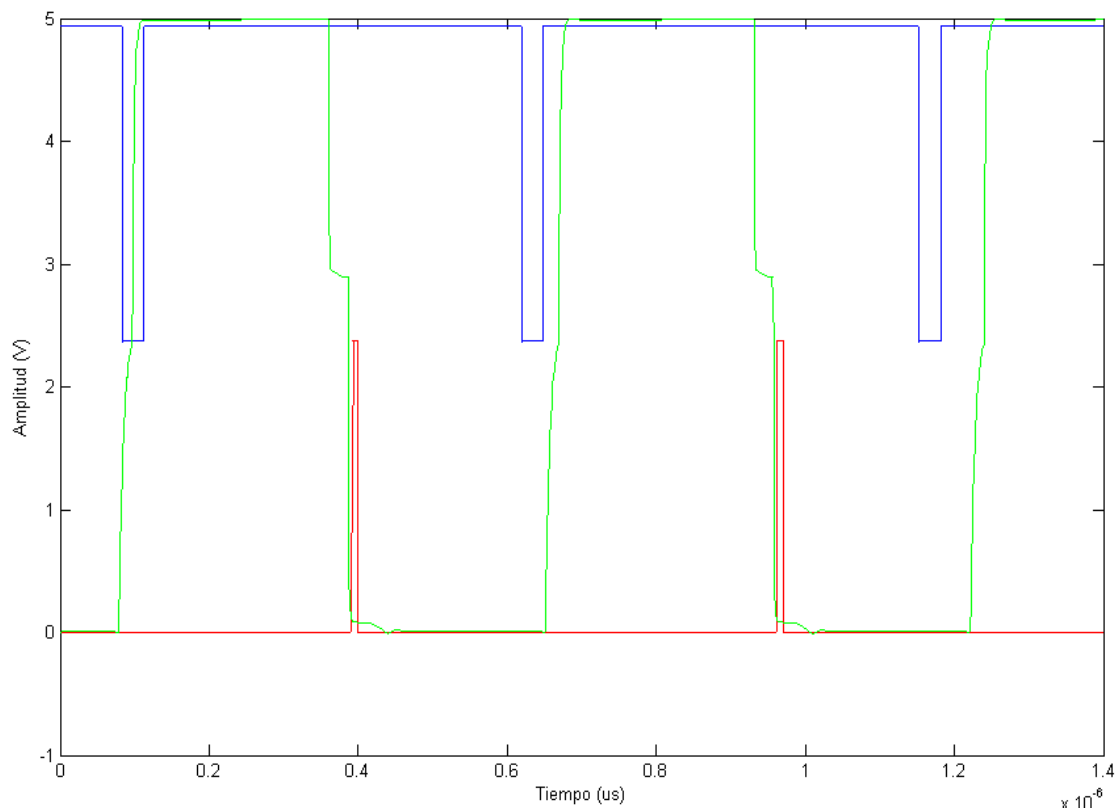
El circuito de la izquierda detecta un flanco positivo, es decir, una transición de 0 a 1 en la entrada. Cuando esto sucede la puerta NOT recibe momentáneamente un 1 porque C está descargado (por lo tanto entre sus bornes hay 0V y es como si fuese un cortocircuito), pero C se carga rápidamente y la puerta recibe un 0 nuevamente. Como la puerta es una NOT, invierte esto resultando que al detectar el flanco positivo, saca un 0 durante un instante y luego pasa a 1.

En la siguiente Figura 4.19 se muestran un circuito oscilador conectado a un detector de flancos negativos con malla RC y puerta NOT, y otro circuito oscilador conectado a un detector de flancos positivos con malla RC y puerta NOT.



**Figura 4.19** Circuitos osciladores conectados a un detector de flancos negativos y a otro positivo.

En la Gráfica 4.2 podemos ver las señales de salida de los circuitos de la Figura 4.19.



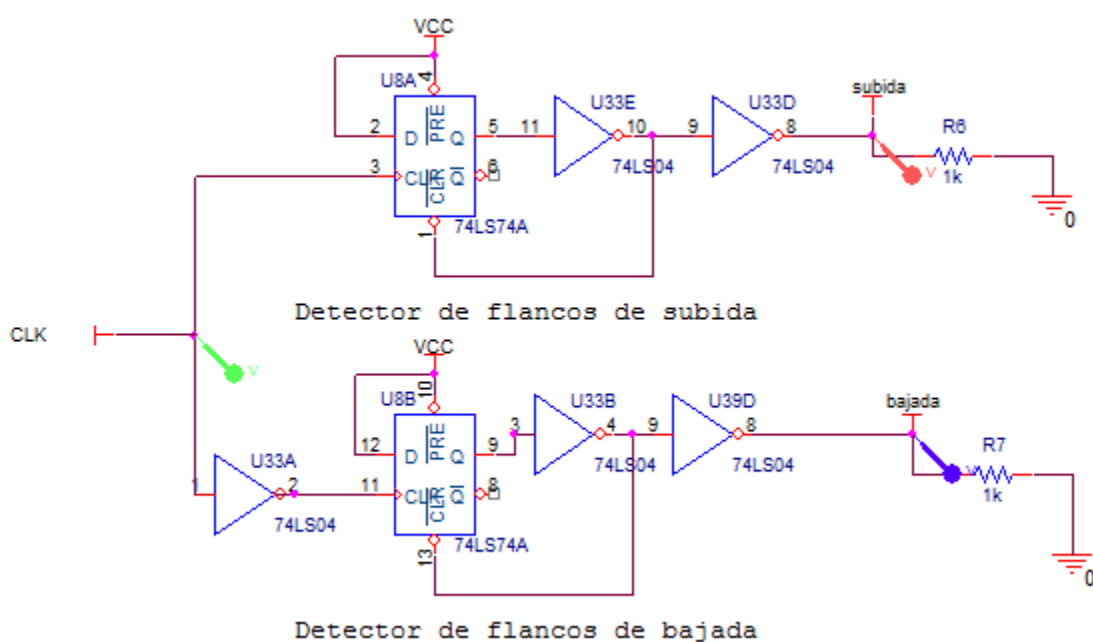
**Gráfica 4.2** Señales de salida del circuito oscilador y de los detectores de flancos negativos y positivos con malla RC y puerta NOT.

La señal cuadrada de periodo  $0.5 \mu\text{s}$ , marcada de color verde se corresponde con la salida de oscilador. Los estrechos pulsos de color rojo coinciden con el flanco de bajada de la señal cuadrada, y por último, la caída de tensión de la señal azul coincide con el flanco de subida del pulso señal cuadrada.

#### 4.4.3 Detectores de flancos con biestables D y puertas NOT

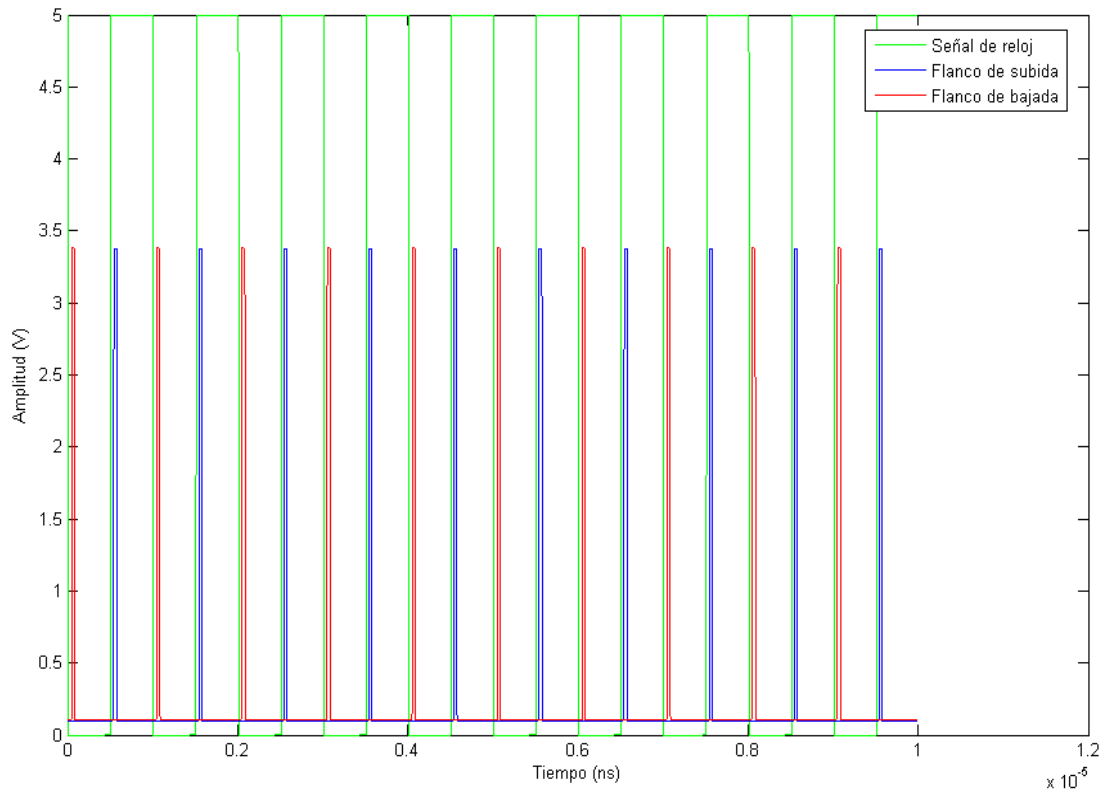
Estos detectores están formados por un biestable D y 2 puertas NOT en el caso de los detectores de flancos ascendentes; y por un biestable D y 3 puertas NOT en el casos de los detectores de flancos descendente. En la Figura 4.20 se muestran los circuitos detectores de flancos.

La señal de reloj conectada a las entradas CLK de los biestables D marca la frecuencia a la que los circuitos producen un nivel alto. La entrada D está conectada a VCC, por lo tanto, según su tabla de verdad, la salida del biestable debería estar siempre a nivel alto. La salida del Q de los biestables esta conectada a una puerta inversora NOT, que a su vez está conectada a la entrada CLR del biestable que se activa a nivel bajo. La entrada CLR borra el estado del biestable produciendo un nivel bajo a la salida Q. La puerta lógica invierte la señal de salida Q para poder activar la entrada CLR. Debido al retardo que produce la puerta NOT, durante un breve intervalo de tiempo la salida Q está a nivel alto. Este pequeño pulso coincide con el flanco de subida o de bajada de la señal de reloj. Finalmente, este pulso pasa por la primera puerta NOT invirtiendo el resultado. Para obtener un pulso a nivel alto, se pasa la señal por la segunda puerta inversora.



**Figura 4.20** Detectores de flancos positivo y negativo con biestables D.

Su funcionamiento puede verse en la Gráfica 4.3 que se muestra a continuación. Como se puede apreciar su resultado es prácticamente igual que el detector de flancos con puertas lógicas. Además, se necesitan el mismo número de circuitos integrados para su montaje, 2 en cada caso. Pero, si tuviera que decidir entre uno de los dos circuitos, elegiría el detector de flancos con puertas lógicas porque el precio de este montaje es menor. Los circuitos integrados de puertas lógicas son muy baratos. Su precio no supera los 50 céntimos de Euro, en cambio, el 7474 vale más de Euro en las tiendas de componentes electrónicos.



**Gráfica 4.3** Simulación de los detectores de flancos positivo y negativo.

## 4.5 Circuitos divisores de frecuencia y contadores

Los circuitos divisores de frecuencia y los contadores son circuitos que poseen una entrada por la que le llega un tren de impulsos a una frecuencia determinada y disponen de una salida por la que se obtiene una frecuencia de valor  $n$  veces menor. Por lo tanto, si se han utilizado biestables *Master-Slave* por flancos de bajada de la señal de entrada se obtiene un flanco de bajada de la señal de salida. En consecuencia, estos circuitos dividen por  $n$  la frecuencia de entrada.

Estos dispositivos son muy utilizados en las aplicaciones que conllevan la cuenta de eventos o en las mediciones de tiempos, como es el caso de los relojes digitales, contadores de impulsos, frecuencímetros digitales, autómatas finitos, etc.

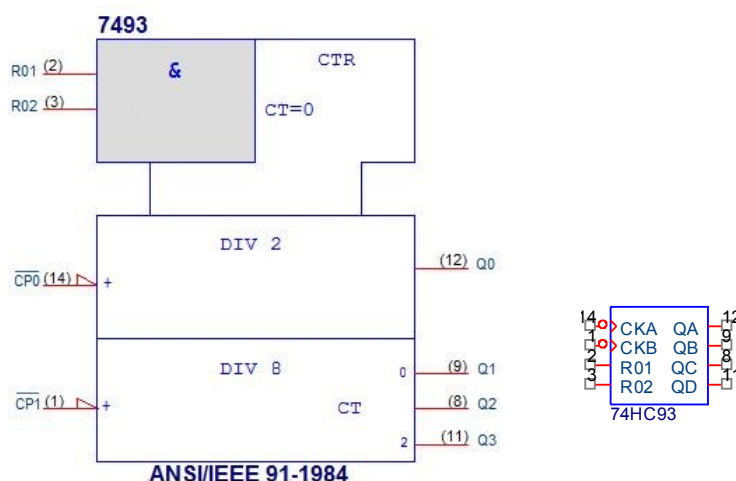
Estos circuitos están constituidos por una serie de biestables y lógica de control integrados en el mismo circuito. Normalmente un circuito divisor de frecuencia también funciona como contador. Por ejemplo, el 7490 es un circuito integrado diseñado como contador de décadas, no obstante, puede realizar la función de divisor de frecuencia por 2 y de divisor de frecuencia por cinco sin necesidad de utilizar entradas asíncronas.

En este trabajo se ha decidido utilizar el 74HC93 porque puede funcionar como divisor de frecuencia entre 16 y se puede configurar como contador de décadas. Al igual que el 7490 este circuito integrado también puede funcionar como contador y en este caso puede contar hasta 16, pero en este capítulo solamente nos centraremos en su función de divisor de frecuencia.

Hay que indicar que en este trabajo utilizamos la gama HC (High speed C-MOS) porque tiene un rango frecuencia de hasta 100MHz.

### 4.5.1 Estudio del circuito integrado 7493

El símbolo del circuito integrado es el que se muestra en la Figura 4.21, y la información que nos da el símbolo ANSI/IEEE 91-1984 es que se trata de un contador indicado con la notación *CTR*, dispone de dos entradas de control  $R_{01}$  y  $R_{02}$  comunes a todos los biestables, se muestran activas a nivel alto y combinadas internamente por un operador AND, indicado por el símbolo  $\&$ ; además, estas entradas hacen que se reinicie la cuenta con el valor cero, indicado por el símbolo  $CT=0$ ; podemos afirmar que está compuesto por dos módulos divisores, el primero de módulo 2 y el segundo de modulo 8, ambos cuentan en modo ascendente (+) y son activos por flanco de bajada.

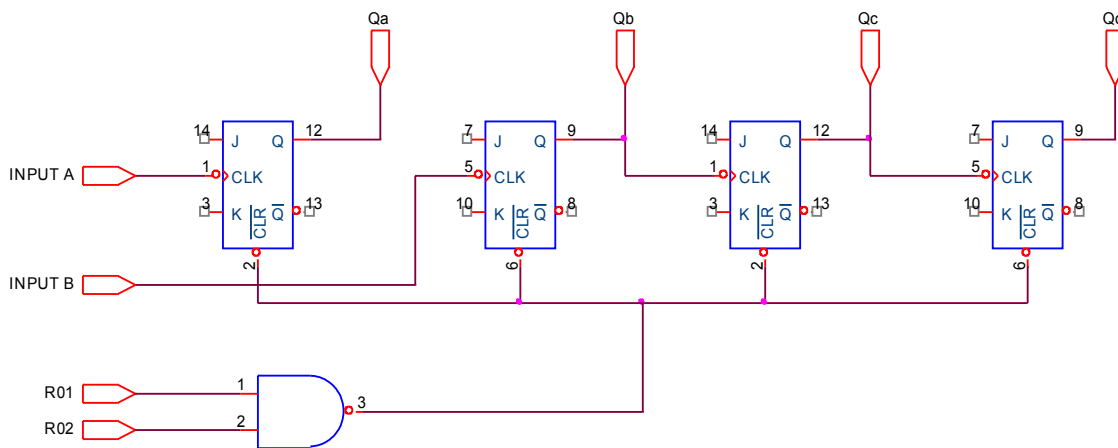


**Figura 4.21** Símbolos del C.I. 74HC93.

Si analizamos el circuito interno del 7493, que es el que se muestra en la Figura 4.22, podemos comprobar que lo dicho anteriormente es cierto. El 7493 está formado por cuatro biestables *J-K* activos por flanco de bajada y pertenece a la gama de circuitos *M.S.I.* El primero de los biestables tiene acceso a su señal de reloj *Input A* ( $CP_0$ ), mientras que la entrada *Input B* ( $CP_1$ ) es la entrada de reloj de los otros tres biestables conectados en cascada. Esta configuración permite realizar funciones de divisor de contador binario ascendente de módulo 16 u 8, si no se utilizan las entradas asíncronas de puesta a cero o *Reset* de los biestables ( $R_{0(1)}$  y  $R_{0(2)}$ ).

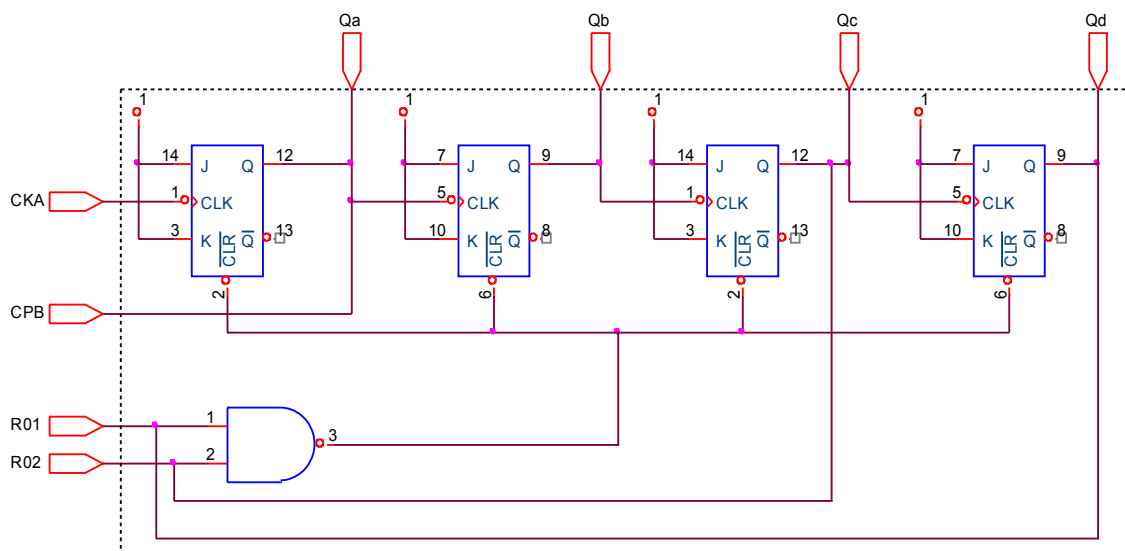
El 7493 aprovecha los biestables *B, C, D*, que forman un contador binario natural por 8, al cual se le añade el biestable *A* para convertirle en un contador asíncrono en código de binario natural ascendente de de módulo 16. Además, por la salida  $Q_a$  se obtiene el divisor de frecuencia por 2; por la salida  $Q_b$  se obtiene un divisor de frecuencia por 4; por la salida  $Q_c$  un divisor de frecuencia por 8; y por la salida  $Q_d$  un divisor de frecuencia por 16.

Este circuito admite una frecuencia máxima de 32 MHz, para la entrada *Input A* y, de 16 MHz, para la entrada *Input B*. Si se utilizan las señales asíncronas y puertas adicionales, es fácil obtener divisores de frecuencias por 6, 9, 10, 13 y 15.



**Figura 4.22** Diagrama interno y patillaje del circuito integrado 74LS93.

Como ejemplo, podemos ver en la Figura 4.23 un divisor de frecuencia por 13, en el que se utiliza una puerta AND adicional para poner a cero los biestables en el instante en el que las salidas  $Q_c=1$ ,  $Q_d=1$  y  $Q_a=1$ .



**Figura 4.23** Divisor de frecuencia por 13 implementado con un 7493.

## 4.5.2 Diseño de un divisor de frecuencia entre 256

En este trabajo utilizaremos un sistema divisor de frecuencia entre 256 con el 7493. El sistema oscilador con el sensor magnético oscila a una frecuencia muy alta. Para poder medir las variaciones del periodo de la señal es necesario que la frecuencia sea más baja. En este caso hemos decidido utilizar dos 7493 conectados en cascada para dividir entre 256 la señal que viene del oscilador formado con el sensor magnético.

El sistema de diseño de un divisor de frecuencia es muy sencillo. Para el diseño se deberán seguir los siguientes pasos:

- Se descompone el valor de la frecuencia de entrada que queremos dividir, en factores,

procurando que estos sean menores de 16, hasta alcanzar el valor de la frecuencia que se quiere obtener a la salida.

- b) Se realizan divisores de frecuencia independientes de los valores indicados por dichos factores que, al ser menores de 16, se pueden realizar con un único circuito integrado.
- c) Se conectan en cascada los divisores de frecuencia, de manera que, al primero de ellos le llega la frecuencia de entrada, al segundo, la frecuencia de entrada dividida por el factor del primer divisor; al siguiente el valor de la frecuencia que le llegará será el de la frecuencia de entrada dividido por el producto de los factores de los dos primeros divisores, y así, sucesivamente, a los demás divisores de frecuencia.

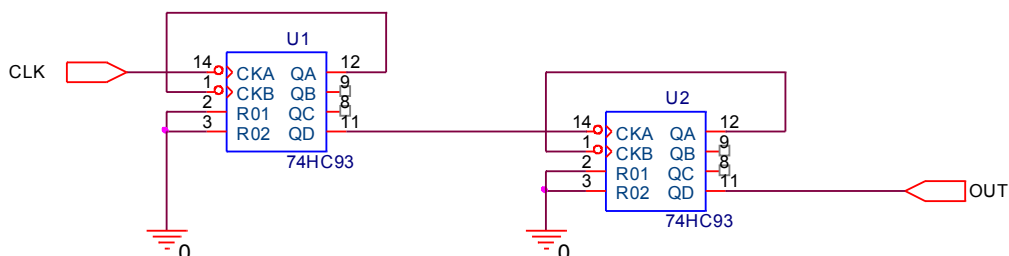
Así, en el siguiente ejemplo se ha montado un divisor de frecuencia por 256. Si se descompone factorialmente este número se obtiene:

$$\begin{array}{r|l} 256 & 16 \\ 16 & 16 \\ 1 & \end{array}$$

Es decir:

$$256 = 16 \cdot 16$$

Por tanto, serán precisos 2 divisores por 16. Es circuito se corresponde con el de la Figura 4.24.



**Figura 4.24** Divisor de frecuencia por 256 implementado con circuitos del tipo 74HC93 conectados en cascada.

En la realización de divisores de frecuencia de un módulo grande, es necesario tener en cuenta los siguientes inconvenientes:

1. La velocidad de propagación suele ser lenta, ya que la máxima frecuencia de entrada de reloj depende de la suma de los retardos de los biestables, que como ya se ha visto, se acumulan, debido a la propagación en cascada.
2. Los estados estables del contador no se alcanzan siempre en el mismo instante. Así, para pasar del estado 0000 al 0001, sólo se tarda  $1t_{pd}$  (tiempo de retardo de un biestable), mientras que del estado 1111 al 0000, se emplean  $4t_{pd}$ .
3. Si se conectan en cascada (o en serie) varios divisores de frecuencia, este tiempo de propagación aumenta. Así, por ejemplo, en el divisor de frecuencia por 128, el primer circuito integrado 7493 presenta un tiempo de retardo de  $4t_{pd}$ , al pasar del estado 1111 al



0000, mientras que el segundo 7493 presenta un tiempo de retardo de  $3t_{pd}$ , al pasar del valor 111 al 000. Por tanto el tiempo máximo de retardo será  $7t_{pd}$  y la frecuencia máxima de entrada que soporta el divisor será:

$$f_{\max} = \frac{1}{7t_{pd}} \quad (52)$$

En el caso del divisor de frecuencia por 256 el tiempo máximo de retardo será de  $8t_{pd}$ . Por consiguiente, cuanto mayor sea el módulo del divisor de frecuencia, mayor será el tiempo de retardo y, por tanto, menor es la frecuencia máxima de entrada que admite el divisor de frecuencia.

Si la señal de reloj de la entrada es un pulso cuadrado de 256 Hz a las salidas de los 74HC93 obtendremos señales cuadradas de las frecuencias indicadas en la Tabla 4.9.

CLK	U1				U2			
	QA	QB	QC	QD	QA	QB	QC	QD
256Hz	128Hz	64Hz	32Hz	16Hz	8Hz	4Hz	2Hz	1Hz

**Tabla 4.9** Frecuencias de las señales de salida del 74HC93 ante un señal de entrada de 256 Hz.

## 4.6 Circuito visualizador

En este apartado se estudiará los elementos que forman parte del circuito visualizador. Los principales componentes son los displays de 7 segmentos, los decodificadores y los contadores. Se estudiará el funcionamiento de cada uno de ellos y por último, se expondrá un ejemplo de cómo diseñar un circuito visualizador de 0 a 999.

### 4.6.1 Displays de 7 segmentos

El tipo más conocido de indicador alfanumérico es el display de siete segmentos, el cual comprende siete segmentos fotoeléctricos, dispuestos tal como se indica en la Figura 4.25. Los segmentos son denominados convencionalmente de “a” a “g”, siendo posible hacer que muestren cualquier número del 0 al 9 o un carácter alfabético de la A a la F activando estos segmentos en distintas combinaciones, tal como se muestra en la Tabla 4.10.



**Figura 4.25** Display 7 segmentos de cátodo común.

Los dispositivos prácticos de display de siete segmentos deben disponer como mínimo de ocho terminales de conexión exterior; siete de ellos proporcionan acceso a los segmentos fotoeléctricos individuales, y el octavo proporciona una conexión común a todos los segmentos. Si el display es de tipo LED, los siete LEDs individuales pueden estar dispuestos en la forma que se muestra en la Figura 4.26 (a), en la que todos los ánodos de los LEDs están conectados a un terminal común, o

pueden estar conectados de la forma mostrada en la Figura 4.26 (b), en la que todos los cátodos de los LEDs están conectados a un terminal común. En el primer caso, el dispositivo es conocido como display de siete segmentos de ánodo común, y en el segundo caso como display de siete segmentos de cátodo común. En la mayor parte de aplicaciones prácticas, los display de siete segmentos son utilizados para proporcionar una indicación visual de los estados de salida de circuitos integrados digitales tales como contadores de décadas, de bloqueo, etc. Estas salidas normalmente están en forma de BCD decimal codificado en binario de cuatro bits y no son adecuadas para activar directamente los displays de siete segmentos. Por consiguiente, deben disponerse decodificadores especiales de conversión de BCD a siete segmentos, para convertir la señal BCD a una forma adecuada que active estos displays, los cuales están intercalados entre las señales BCD y el display.

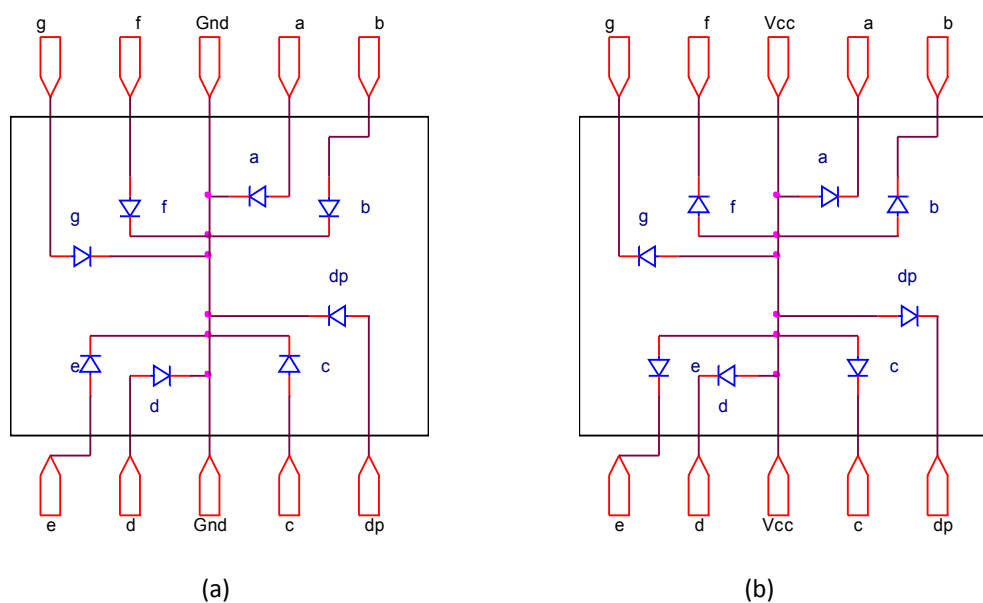
Segmentos activos							Display	Segmentos activos							Display
a	b	c	d	e	f	g		a	b	c	d	e	f	g	
X	X	X	X	X	X		0	X	X	X	X	X	X	X	8
	X	X					1	X	X	X			X	X	9
X	X		X	X		X	2	X	X	X		X	X	X	A
X	X	X	X			X	3			X	X	X	X	X	b
	X	X			X	X	4	X			X	X	X		C
X		X	X		X	X	5		X	X	X	X		X	d
X		X	X	X	X	X	6	X			X	X	X	X	E
X	X	X					7	X				X	X	X	F

**Tabla 4.10** Combinaciones que activan los displays.

En la práctica, los circuitos integrados decodificadores están disponibles en una forma especializada que solamente es adecuada para activar una clase determinada de displays, como los de LED de ánodo común o de cátodo común.

Las salidas de los circuitos integrados están sin proteger (como en el caso de la mayoría de los circuitos integrados TTL), entonces, debe conectarse una resistencia en serie limitadora de corriente a cada segmento del display (aproximadamente 150  $\Omega$  con alimentación a 5V, o 680  $\Omega$  con alimentación a 15V). La mayor parte de los circuitos integrados del tipo CMOS tienen salidas de corriente limitadas interiormente y no precisan la utilización de resistencias exteriores.

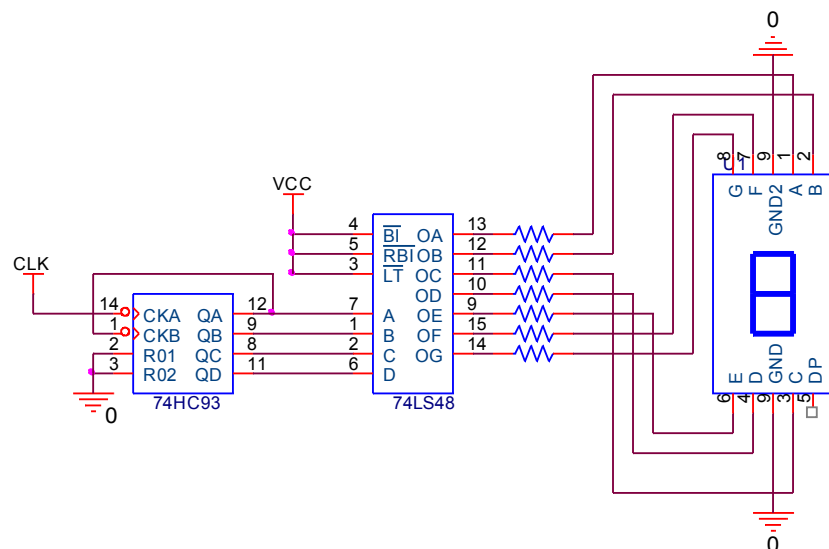
Para excitar un display de ánodo común el excitador debe tener una salida activa a nivel bajo. Para activar un display de cátodo común, el decodificador debe tener una salida activa a nivel alto.



**Figura 4.26** (a) Circuitería interior del display 7 segmentos de cátodo común. (b) Circuitería interior del display 7 segmentos de ánodo común.

## 4.6.2 Estudio del circuito decodificador 7448

El decodificador 74LS48 que forma parte del circuito de la Figura 4.27 es un dispositivo que dispone de cuatro entradas de datos y dos de control, siete de salidas y otro terminal que puede ser utilizado como entrada o como salida. La Tabla 4.11 muestra el comportamiento de este componente. Este elemento permite visualizar en un display los números comprendidos entre el cero y el nueve, cuando se aplica a sus entradas la combinación binaria correspondiente de cuatro bits. En general al contrario que los codificadores, los decodificadores disponen de  $N$  salidas y  $n$  entradas de manera que  $N=2^n$ . En este caso concreto, son necesarias cuatro entradas para poder decodificar diez signos diferentes, pero el número de salidas (como debería corresponderle) no es de 16, sino que está determinado por el dispositivo externo al que se conecta, que dispone de siete entradas (una para cada segmento); en consecuencia, aquí no se cumple la citada norma. Esta especificidad otorga al 7448 el sobrenombre de *convertidor de código*.



**Figura 4.27** Contador de 4 bits conectado a un 74LS48 que decodifica la combinación y muestra el resultado en un display de cátodo común.

Como se puede comprobar, en este caso el nivel activo es el uno, es decir, las combinaciones binarias aplicadas a las entradas  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$  deben presentarse de forma directa. La entrada  $\overline{LT}$  (*Lamp Test*) se utiliza para comprobar mediante un nivel activo bajo, el estado de los diodos que constituyen los segmentos del display. En condiciones normales,  $\overline{LT}$  debe permanecer a nivel lógico alto y, cuando se aplica un nivel bajo, sea cual sea el estado de las otras entradas, todas las salidas pasan a nivel bajo, iluminándose los siete segmentos. Por el contrario, la función  $\overline{RBI}$  (*Ripple Blanking Input*), a través de la entrada del mismo nombre, apaga todos los segmentos del display aplicando un nivel alto a las salidas, cuando todas las entradas  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$  se encuentran en ese mismo estado lógico y la entrada  $\overline{LT}$  a nivel alto. Por tanto, esta línea se utiliza para suprimir el cero.  $\overline{BI}/\overline{RBO}$  (*Blanking Input-Ripple Blanking Output*) es una salida que siempre muestra un nivel alto, salvo en las condiciones expuestas anteriormente, es decir, cuando  $\overline{RBI}$  y  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$  están a nivel bajo. Por otra parte, este mismo terminal puede ser utilizado como entrada, de tal manera, cuando se aplica directamente un nivel bajo, todas las salidas muestran un nivel alto, sea cual sea

el estado de todas las demás entradas.

Nº Decimal o función	Entradas						$\overline{\text{BI}}/\overline{\text{RBO}}$	Salidas						
	$\overline{\text{LT}}$	$\overline{\text{RBI}}$	A	B	C	D		a	b	c	d	e	f	g
0	H	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	L
1	H	X	L	L	L	H	H	L	H	H	L	L	L	L
2	H	X	L	L	H	L	H	H	H	L	H	H	L	H
3	H	X	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	H
4	H	X	L	H	L	L	H	L	H	H	L	L	H	H
5	H	X	L	H	L	H	H	H	L	H	H	L	H	H
6	H	X	L	H	H	L	H	L	L	H	H	H	H	H
7	H	X	L	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L
8	H	X	H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H
9	H	X	H	L	L	H	H	H	H	L	L	H	H	H
10	H	X	H	L	H	L	H	L	L	L	H	H	L	H
11	H	X	H	L	H	H	H	L	L	H	H	L	L	H
12	H	X	H	H	L	L	H	L	H	L	L	L	H	H
13	H	X	H	H	L	H	H	H	L	L	H	L	H	H
14	H	X	H	H	H	L	H	L	L	L	H	H	H	H
15	H	X	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L	L	L
BI	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L	L
RBI	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
LT	L	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H

**Tabla 4.11** Tabla de verdad del decodificador 7448 (H=nivel alto, L=nivel bajo, X=cualquier estado)

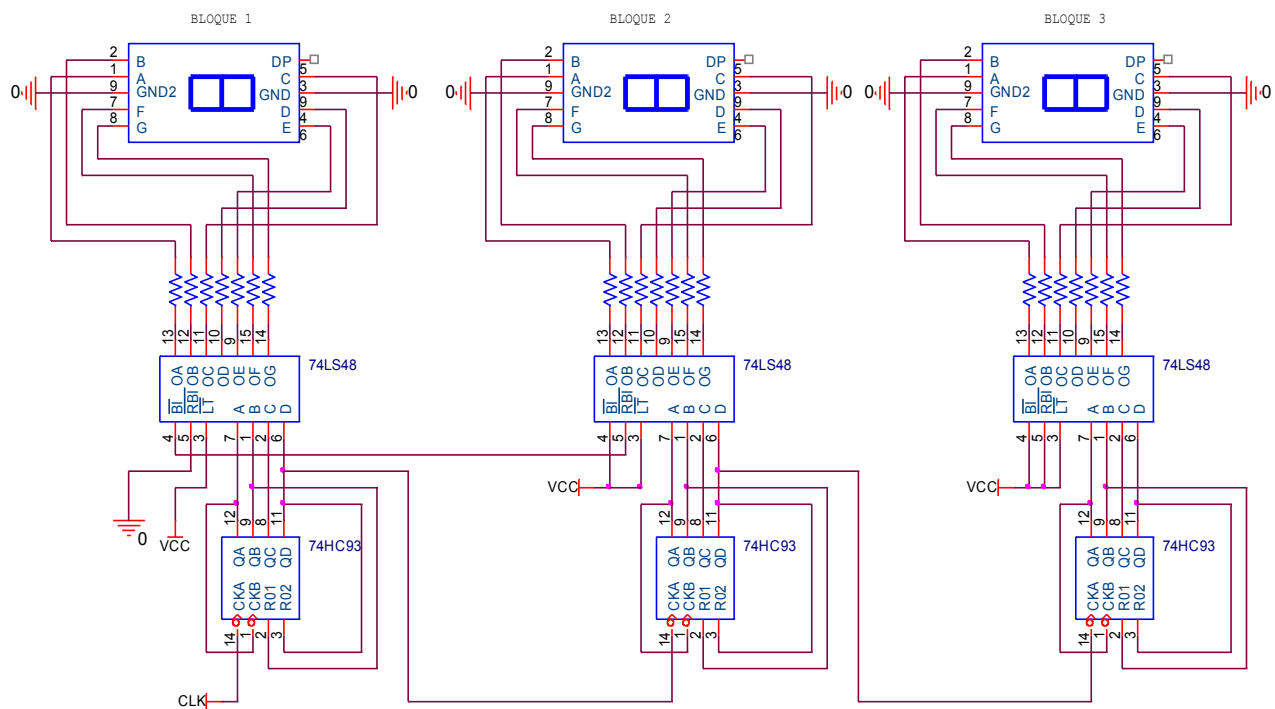
### 3.6.3 Diseño de decodificadores

Para visualizar cantidades comprendidas entre 0 y 999, cuando la información suministrada a las entradas del dispositivo se presenta en BCD, requiere tres displays de siete segmentos y tres decodificadores del tipo 7448. La conexión entre los decodificadores y los displays debe ser semejante a la que se muestra en la Figura 4.28.

La mayor dificultad del diseño se centra en la conexión de las salidas/entradas  $\overline{\text{RBO}}/\overline{\text{BI}}$ ,  $\overline{\text{RBI}}$  y  $\overline{\text{LT}}$ . Como se puede observar, todas las entradas  $\overline{\text{LT}}$  se conectan a un nivel alto (H) anulando, de esta manera, la función que permite iluminar todos los segmentos cuando  $\overline{\text{LT}}$  se aplica a un nivel bajo. Esta función puede ser utilizada en circuitos más complejos, aplicando en el arranque un nivel cero a la entrada  $\overline{\text{LT}}$  que desaparece automáticamente al cabo de un corto periodo de tiempo.

Las entradas  $\overline{\text{RBI}}$  y  $\overline{\text{BI}}$  del bloque 1 se conectan a nivel alto, permitiendo, de esta forma, que se iluminen los segmentos del display correspondientes al cero decimal cuando todas las entradas D, C, B y A están a nivel bajo. A la entrada  $\overline{\text{RBI}}$  del bloque 3 que se aplica un nivel bajo para que no se ilumine el cero, aunque en sus entradas aparezca la combinación LLLL.

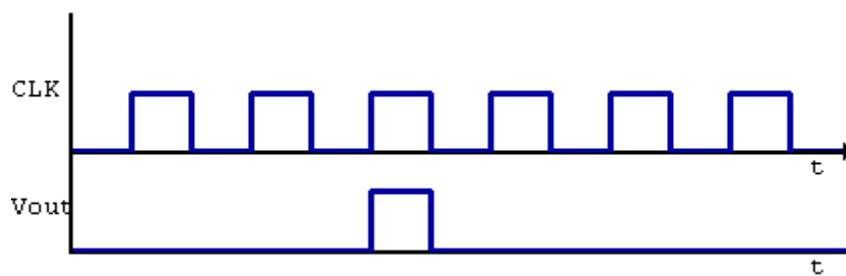
Por otra parte, la salida  $\overline{\text{RBO}}$  del bloque 3 de las centenas se conecta a la entrada  $\overline{\text{RBI}}$  del segundo inhibiendo el cero mientras esté apagado el de las centenas. Cuando aparece una información diferente a la LLLL en las entradas del bloque de las centenas, la salida  $\overline{\text{RBO}}$  cambia de nivel bajo a nivel alto, permitiendo que se encienda el cero en el bloque 2 cuando en sus entradas aparece la información correspondiente (LLLL).



**Figura 4.28** Contador de 0 a 999 y visualizador numérico de tres dígitos.

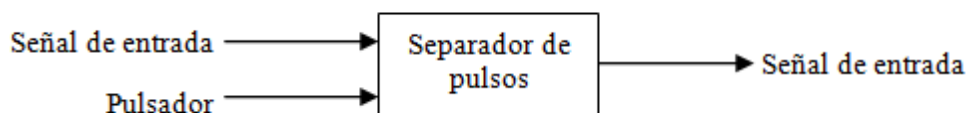
## 4.7 Diseño del sistema de control

El sistema de control tiene como objetivo seleccionar un solo pulso de una señal cuadrada periódica cuando pulsemos un pulsador manual. Este pulso aperiódico será multiplicado con una puerta lógica AND a otra señal periódica para obtener un trozo determinado de la señal. La duración de esta señal resultante será igual el tiempo en que permanece a nivel alto un pulso de la señal de entrada del sistema de control. En la siguiente figura se explica gráficamente.



**Figura 4.29** Explicación gráfica del funcionamiento del sistema de control.

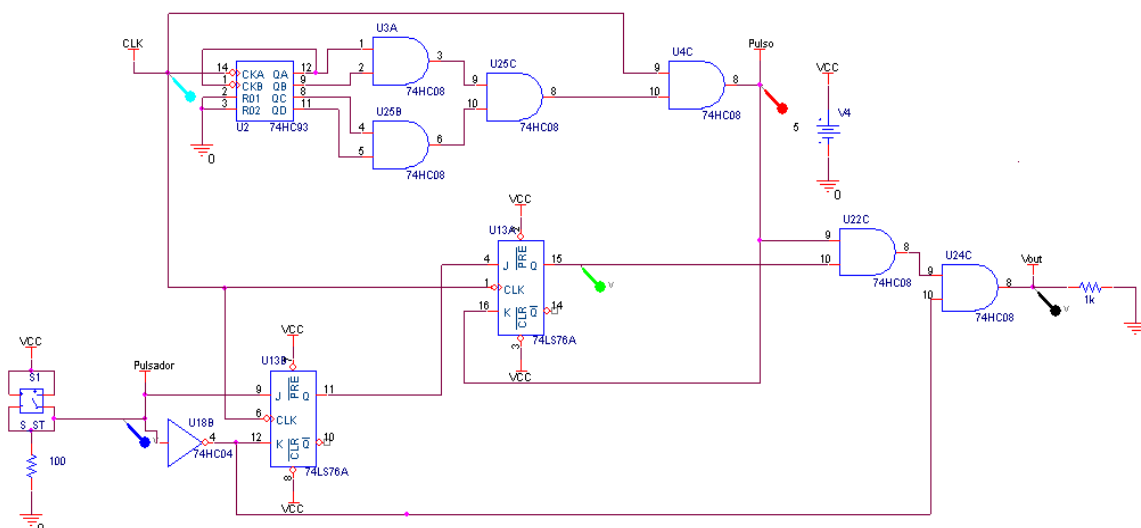
El circuito tiene dos entradas y una salida. La primera de las entradas debe ser la señal periódica de la cual se extrae un pulso. La otra entrada es la señal que proviene de un pulsador. Cuando se presione el pulsador, a la salida saldrá un solo pulso igual a los de la señal de entrada. El esquema de entradas y salidas se muestra en la Figura 4.30



**Figura 4.30** Diagrama de bloques del sistema de control.

### 4.7.1 Diseño del sistema de control A

El esquema del circuito del primer sistema de control es el de la Figura 4.31:



**Figura 4.31** Circuito de control A.

Su funcionamiento se explica a continuación:

En el punto CLK tengo una señal cuadrada periódica. Esta señal está conectada a un contador 74LS93. Cuando sus salidas son  $Q_A=1$ ,  $Q_B=1$ ,  $Q_C=1$ ,  $Q_D=1$ , la salida de la puerta AND U25C está a nivel alto. Esta señal es multiplicada por la señal de reloj CLK, lo que resulta que cuando la AND

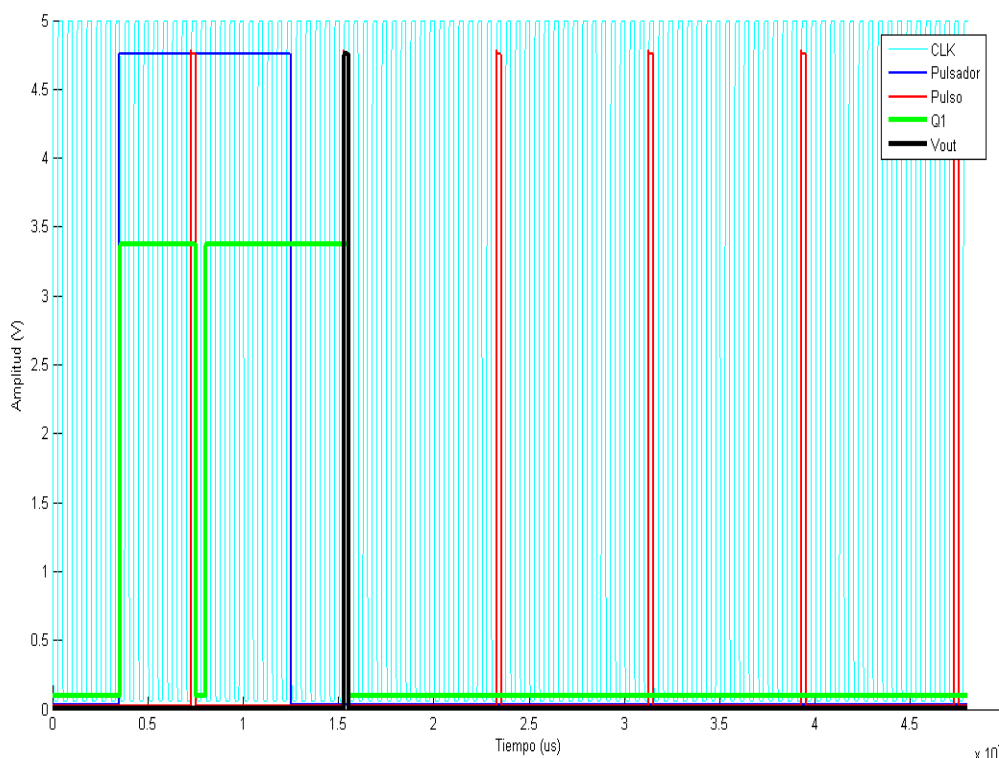
U25C está a nivel alto, la salida de la AND U4C tiene un pulso de CLK. Este resultado se repite cada 16 pulsos de CLK. De esta forma se obtienen pulsos más separados entre sí.

El biestable U13B está configurado para que funcione como un circuito antirrebotes del pulsador. Cuando el pulsador está a nivel alto, la salida del biestable está a nivel alto, y viceversa.

Cuando se pulsa el pulsador el biestable U1AB se activa porque  $J=1$  y  $K=0$ . Su salida se mantiene a nivel alto hasta que llegue le llega un pulso procedente de la AND U4C por su entrada K y el Pulsador está a nivel bajo por la entrada J.

Entonces, la salida  $V_{out}$  tendrá un pulso de nivel alto cuando el biestable esté activado, haya un pulso de CLK y el pulsador esté a nivel bajo. La duración de este pulso será la misma que el de un pulso de CLK.

En la Gráfica 4.4 se puede apreciar el funcionamiento del circuito. La señal de entrada en color cian es una señal cuadrada de 2 MHz. El pulso cuadrado de color azul es la señal del pulsador. En el instante  $t=3\mu s$  se activa el pulsador y se desactiva en el instante  $t=12\mu s$ . La señal Pulso está en color rojo y se repite cada 16 periodos de CLK. En color verde se representa la salida del biestable. Se activa cuando el pulsador está a nivel alto y se desactiva cuando le llega señal Pulso por su entrada K. Por último, de color negro se representa la señal  $V_{out}$ . Que es un pulso en el que su nivel alto es igual al tiempo en nivel alto de un periodo de CLK. Este pulso se utilizará para multiplicar a una señal periódica y obtener solamente un fragmento determinado de ella.

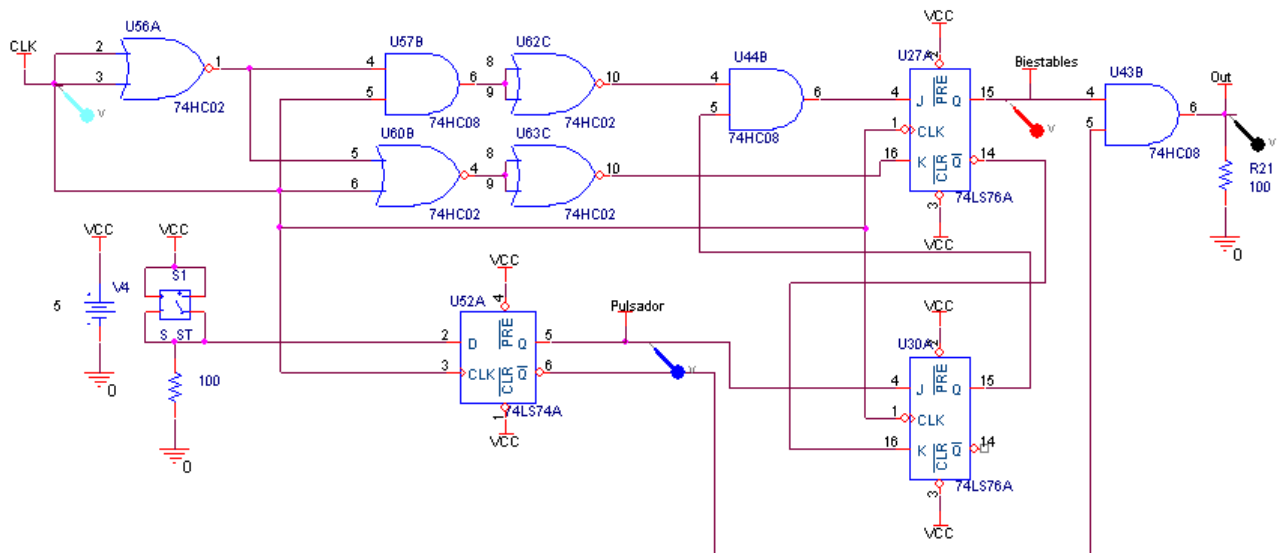


**Gráfica 4.4** Señales de salida del sistema de control A.



## 4.7.2 Diseño del sistema de control B

El esquema del circuito del segundo sistema de control es el de la Figura 4.32:



**Figura 4.32** Circuito de control B.

Su funcionamiento se explica a continuación:

En el punto CLK tengo una señal cuadrada periódica. La señal atraviesa un detector de flancos positivos y un detector de flancos negativos. El detector de flancos positivos está formado por U56A y U57B. El detector de flancos negativos está formado por U56A y U60B. A continuación, ambas señales pasan por sendas puertas inversoras para que los pulsos a nivel alto de salida sean más anchos y sean capaces de excitar a los biestables.

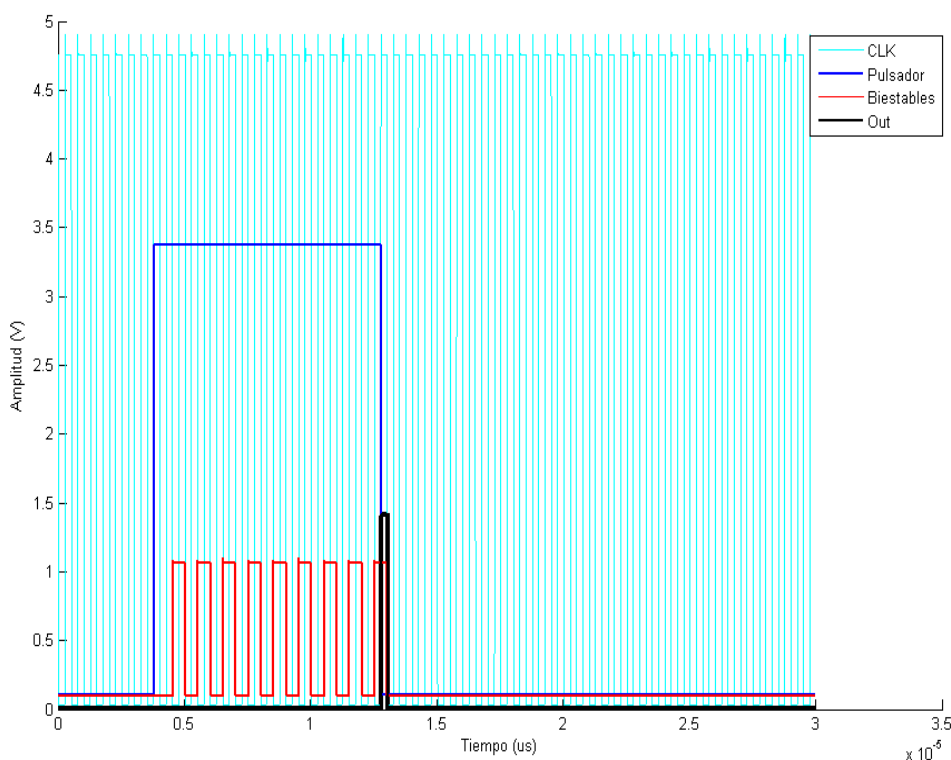
El biestable 74LS74 tiene la función de circuito antirrebotes del pulsador. Cuando el pulsador está a nivel alto, la salida del biestable está a nivel alto, y viceversa.

Cuando se pulsa el pulsador el biestable U30A se activa. A su salida se obtiene un 1 que se multiplica con la señal de salida del detector de flancos negativos y la señal resultante activa el biestable U27A, por lo que su salida Q pasa a nivel alto cuando la señal de salida del detector de flancos positivos esté a nivel alto y la salida Q del biestable U30A también a nivel alto. La señal de salida del detector de flancos negativos desactiva el biestable U27A. La salida negada de éste pasa a nivel alto. Esta señal desactiva el biestable U30A enviándole un 1 por su entrada K.

Resumiendo el párrafo anterior. Mientras el pulsador está presionado a la señal de salida Q del biestable U27A se obtienen pulsos en el que su nivel alto tiene una duración igual al periodo CLK.

Cuando el pulsador deja de ser presionado, la salida negada del biestable D pasa a nivel alto y los biestables J-K se desactivan porque su salida Q está a nivel bajo. La salida U27A saca un último pulso antes de que le llegue la señal que le desactiva. Entonces, hay un instante en el que la salida Q del U27A y la salida negada del biestable D coinciden a nivel alto.

La duración del nivel alto de este último pulso es la misma que la duración a nivel alto de un pulso de CLK. En la Gráfica 4.5 se puede apreciar el funcionamiento del circuito.



**Gráfica 4.5** Señales de salida del sistema de control B.

La señal de entrada en color cian es una señal cuadrada de 2 MHz. El pulso cuadrado de color azul es la señal del pulsador. En el instante  $t=400\text{ns}$  se activa el pulsador y se desactiva en el instante  $t=1400\text{ns}$ . Mientras el pulsador está activado, a la salida del biestable U27A se pueden ver los pulsos cuadrados en color rojo. Por último, en color negro se representa el pulso seleccionado de CLK. Este pulso se utilizará para multiplicar a una señal periódica y obtener solamente un fragmento determinado de ella.

## CAPÍTULO 5: RESULTADOS

En el Capítulo 5 se explicará cómo se ha diseñado el esquema eléctrico, el funcionamiento del circuito, el diseño del PCB, la fabricación de la placa y los resultados obtenidos de los experimentos realizados con ella.

### 5.1 Diseño del esquema eléctrico

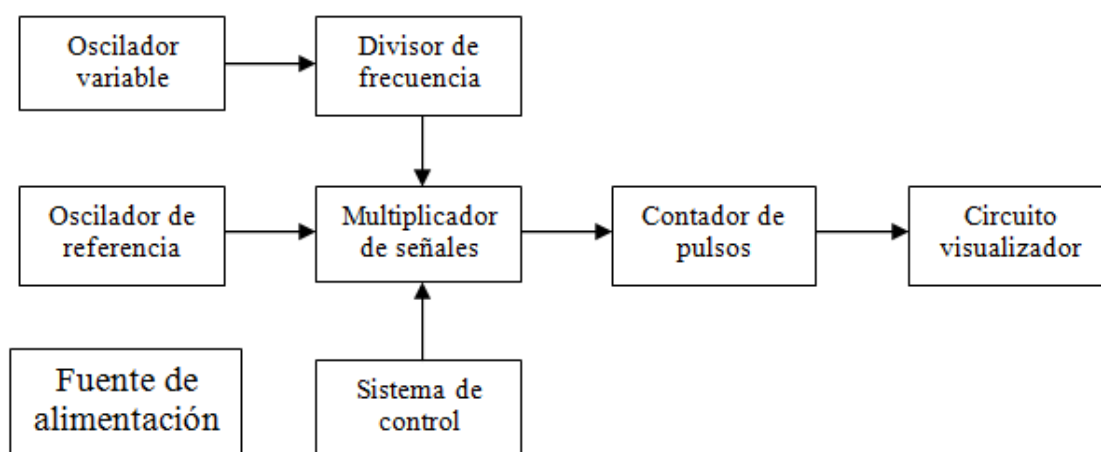
Como ya se decía en el Capítulo 1, en este proyecto se pretende construir un circuito impreso que tenga un oscilador en el que su frecuencia dependa del campo magnético que le rodea utilizando un sensor de magneto-impedancia y que sea capaz de medir esa variación de frecuencia. Además, sabiendo la variación en frecuencia del oscilador, también obtendremos la variación magnetismo que le rodea al sensor.

Para realizar el oscilador variable se pensó en utilizar un oscilador Colpitts sustituyendo la inductancia por el sensor de magneto-impedancia. Para poder medir su variación en frecuencia compararemos su señal de salida con la señal de otro oscilador Colpitts de frecuencia de oscilación fija. Como las frecuencias de trabajo son muy altas, entre 1MHz y 100MHz, es necesario reducir la frecuencia de una de las señales de salida con un circuito divisor de frecuencia. Las señales de salida del divisor de frecuencia y del oscilador de referencia son multiplicadas. El resultado son ráfagas de pulsos. El número de pulsos que caben en cada ráfaga depende de las variaciones del periodo de la señal de salida del oscilador variable. Unos contadores contarán el número de pulsos de una ráfaga cuando se pulse el pulsador. Los resultados se mostrarán en números naturales en el circuito visualizador formado por decodificadores y displays. Con la ayuda de una fórmula matemática nos indicará la variación en frecuencia del oscilador Colpitts variable respecto al número mostrado por los displays ante los cambios del campo magnético.

La parte más complicada ha sido diseñar un sistema de control capaz de hacer una medida en el momento que se le pide. El sistema de control tiene un pulsador que cuando se presiona su botón se muestra en los displays la medida de la variación de frecuencia. Se diseñaron dos circuitos de control. Los circuitos diseñados se explican en el apartado 4.7 del Capítulo 4.

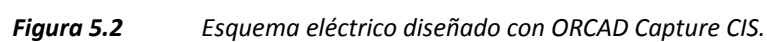
A continuación, en la Figura 5.1 se puede ver el diagrama de bloques con la idea del diseño eléctrico y en la siguiente página se muestra el esquema eléctrico diseñado con ORCAD Capture CIS.

En los siguientes apartados se explicará en profundidad el funcionamiento de cada uno de los bloques del diseño del esquema eléctrico, se indicará mediante figuras los componentes que integran cada parte y se demostrará su funcionamiento mediante gráficas obtenidas de las mediciones con el osciloscopio



**Figura 5.1** Diagrama de bloques del esquema eléctrico.

Se la siguiente página se expone en la Figura 5.2 el esquema eléctrico del circuito propuesto anteriormente..



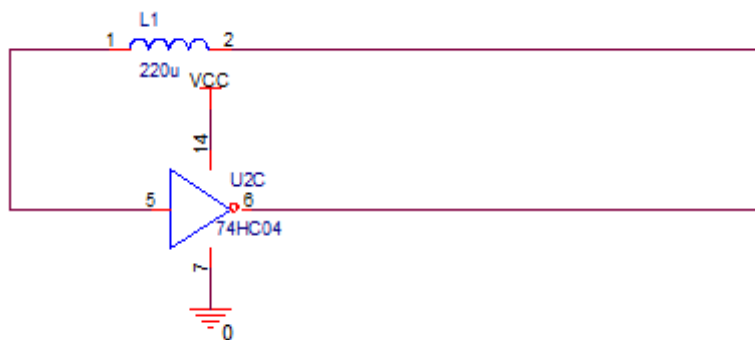
### 5.1.1 Oscilador de referencia

El oscilador de referencia utilizado se trata de un oscilador Colpitts. Estos osciladores han sido estudiados en el Capítulo 4. La configuración utilizada para este oscilador es de una bobina conectada entre la entrada (pin 5) y la salida (pin 6) de una puerta NOT del 74HC04. Este circuito genera una señal periódica parecida a una onda cuadrada en el que su frecuencia de oscilación depende de la magnitud de la bobina. Cuanto mayor es el valor de la bobina, menor es la frecuencia de oscilación.

El valor de la bobina se elegirá de forma que el oscilador de referencia tenga una frecuencia de oscilación parecida al oscilador variable que dependerá del sensor de magneto-impedancia utilizado. Por ejemplo, si utilizamos una bobina de 1  $\mu\text{H}$  y suponemos que las capacidades parásitas del circuito son de unos 30 pF, la frecuencia de oscilación será de 41 MHz. La fórmula utilizada (demostrada en el Capítulo 4) es:

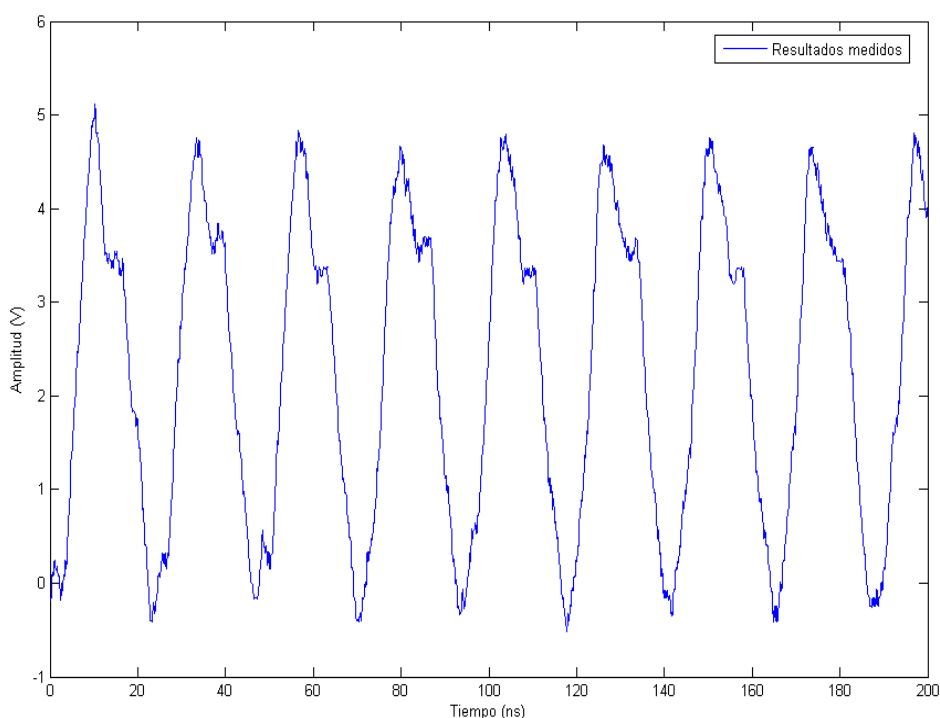
$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 \cdot C_2}}} \quad (53)$$

La Figura 5.3 muestra los componentes L1 y U2C que forman el oscilador Colpitts que producen la frecuencia fija de referencia que se utilizará para comprar con la señal del oscilador variable.



**Figura 5.3** Oscilador de referencia.

La señal obtenida en el osciloscopio en la patilla 6 de U2, usando una bobina de 1  $\mu\text{H}$  se muestra en la Gráfica 5.1. Como se puede apreciar en la gráfica, la señal resultante es una onda sinusoidal periódica con los picos distorsionados por el ruido. Su amplitud oscila entre -300 milivoltios y 5 voltios. Su periodo aproximado es de 26 nanosegundos, es decir, la frecuencia de oscilación es de 42 MHz, que es aproximadamente lo calculado anteriormente con la fórmula de la frecuencia de oscilación para osciladores Colpitts.

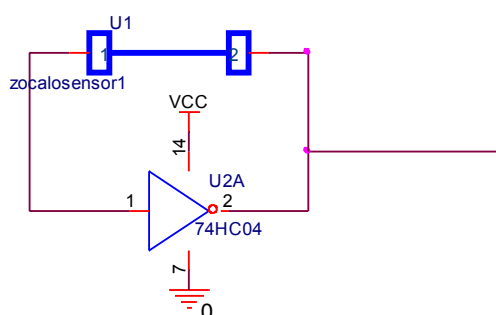


**Gráfica 5.1** Señal de salida del oscilador de referencia con  $L=1\mu H$ .

### 5.1.2 Oscilador variable

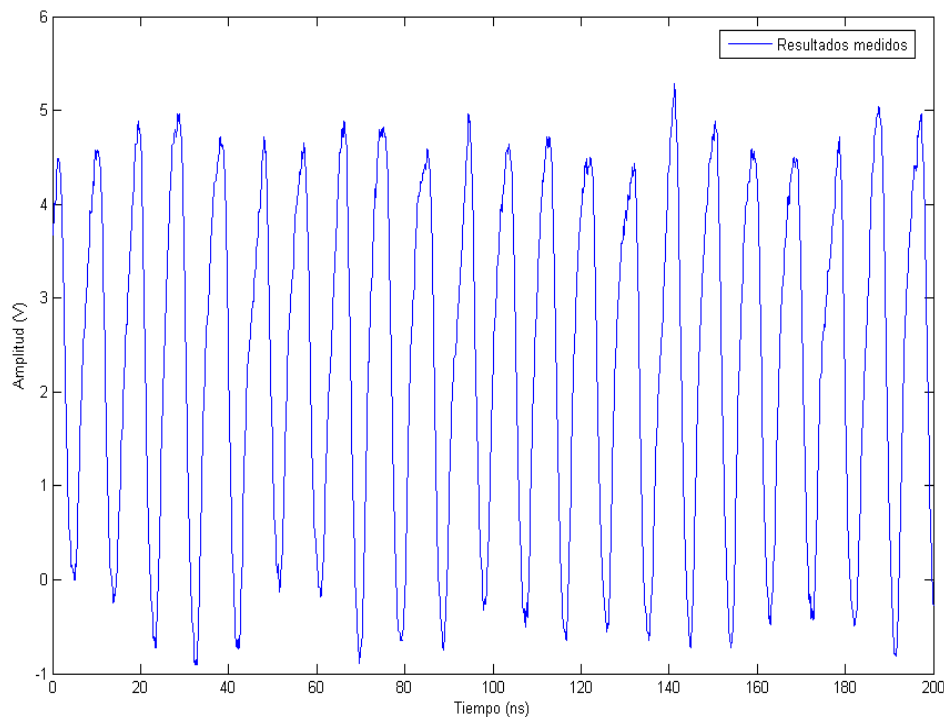
Para construir el oscilador variable también se ha utilizado un oscilador Colpitts. Pero en este caso se ha sustituido la bobina por un microhilo que actúa como sensor de magneto-impedancia. Cuando cambia el magnetismo ejercido sobre el microhilo, su impedancia cambia, y como consecuencia varía la frecuencia de oscilación del circuito. El microhilo está conectado entre la entrada (pin 1) y la salida (pin 2) de una puerta NOT del circuito integrado 74HC04.

Las partes que integran el oscilador son el sensor que se coloca en el zócalo U1 y U2A. La Figura 5.4 muestra los componentes que lo componen del esquema eléctrico.



**Figura 5.4** Oscilador variable.

La señal medida con el osciloscopio en un momento puntual obtenida en la patilla 2 de U2 es la que se muestra en la Gráfica 5.2. Los resultados son diferentes según el sensor utilizado y el magnetismo que le rodea. Con el sensor de magneto-impedancia utilizado en ese momento, la frecuencia de oscilación es aproximadamente de 100MHz y su amplitud varía entre -1 voltio y 5 voltios.



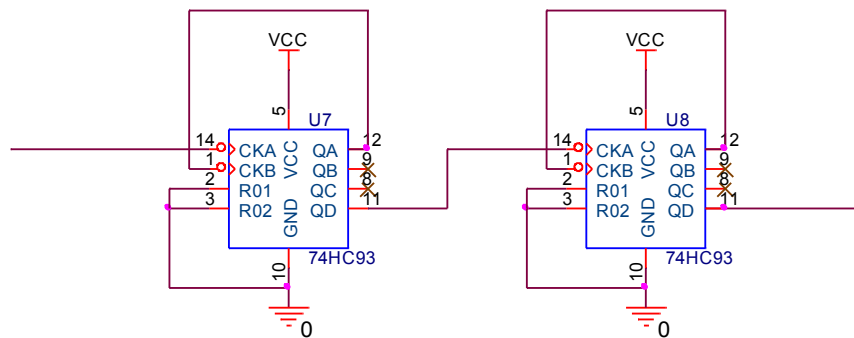
**Gráfica 5.2** Señal de salida del oscilador de referencia.

### 5.1.3 Divisor de frecuencia

Como la frecuencia de oscilación del oscilador variable es muy alta, es necesario reducir su frecuencia para poder compararla con la señal del oscilador de referencia. Para ello utilizamos dos 74HC93 (U7 y U8) conectados en cascada para dividir por 256 la señal del oscilador formado con el sensor de magneto-impedancia.

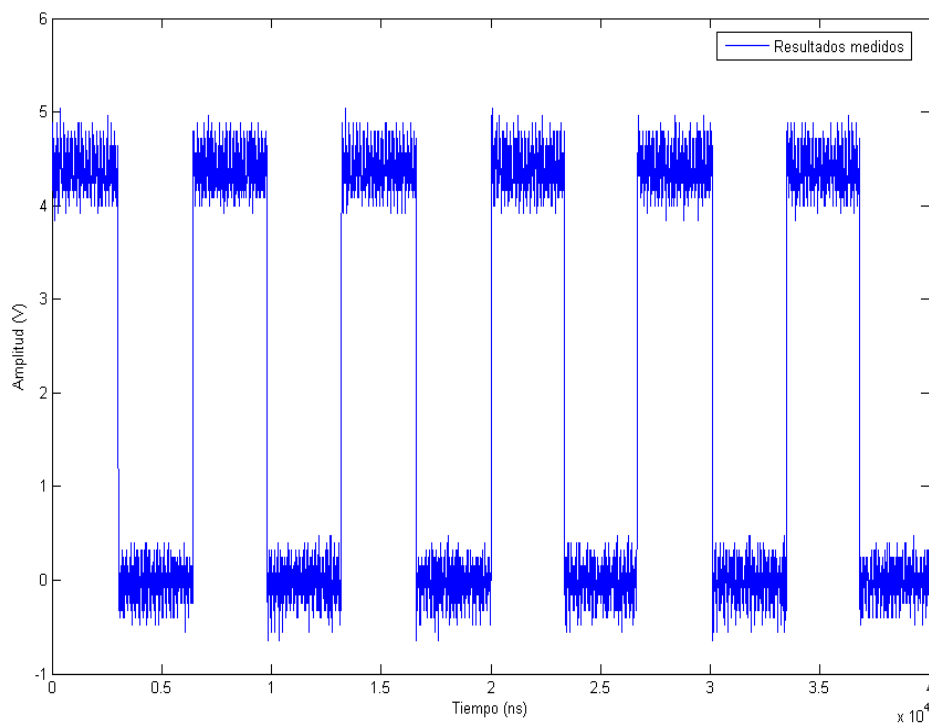
Cada 74HC93 divide la señal de entrada por 16. Al tener dos divisores conectados en cascada, se divide dos veces por 16, es decir,  $16 \times 16 = 256$ . La señal de entrada del oscilador variable se introduce por la entrada CKA de U7, y por su salida QD se obtiene una señal cuadrada de frecuencia 16 veces menor. Por lo tanto, en la salida QD del componente U8 tenemos una señal cuadrada de frecuencia 256 veces menor que la señal de entrada de reloj CKA del componente U7.





**Figura 5.5** Divisor de frecuencia por 256.

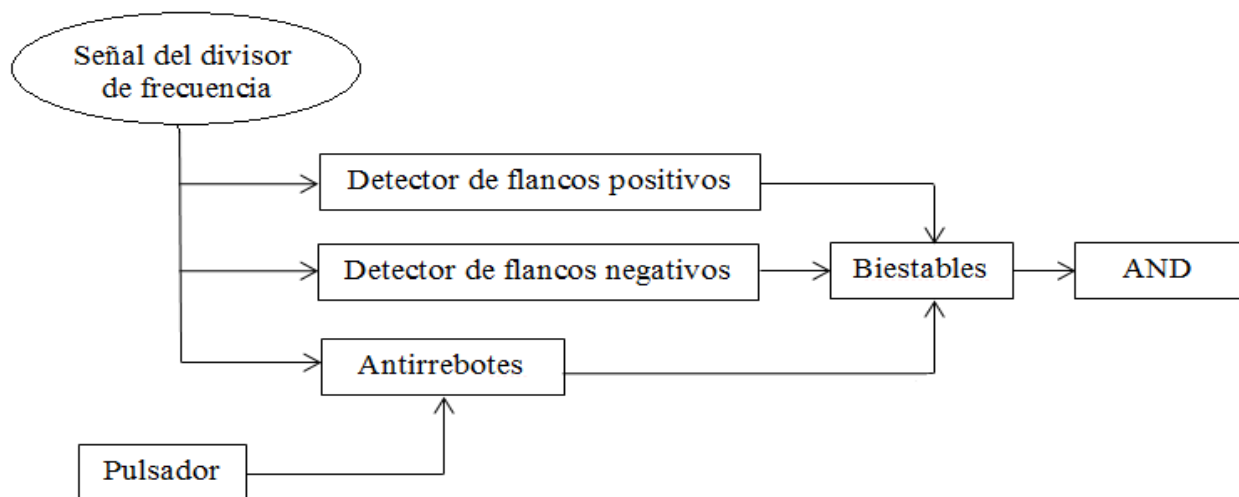
El divisor de frecuencia se muestra en la Figura 5.5 y la señal medida con el osciloscopio en la patilla 11 de U8 es la que se muestra en la Gráfica 5.3. La señal capturada es una onda cuadrada de  $6.7 \mu\text{s}$  de periodo que oscila entre 0 y 5 voltios. Como en este caso la señal de salida del circuito divisor de frecuencia es de 148 KHz, la señal de entrada CKA de U7 debía tener una señal de 38 MHz de frecuencia. También se puede apreciar en la imagen que la señal capturada tiene mucho ruido parásito en los picos de la onda cuadrada.



**Gráfica 5.3** Señal de salida del divisor de frecuencia.

### 5.1.4 Sistema de control

El sistema de control tiene como objetivo seleccionar un solo pulso de la señal cuadrada de la salida del divisor de frecuencias cuando pulsemos el botón de un pulsador manual.

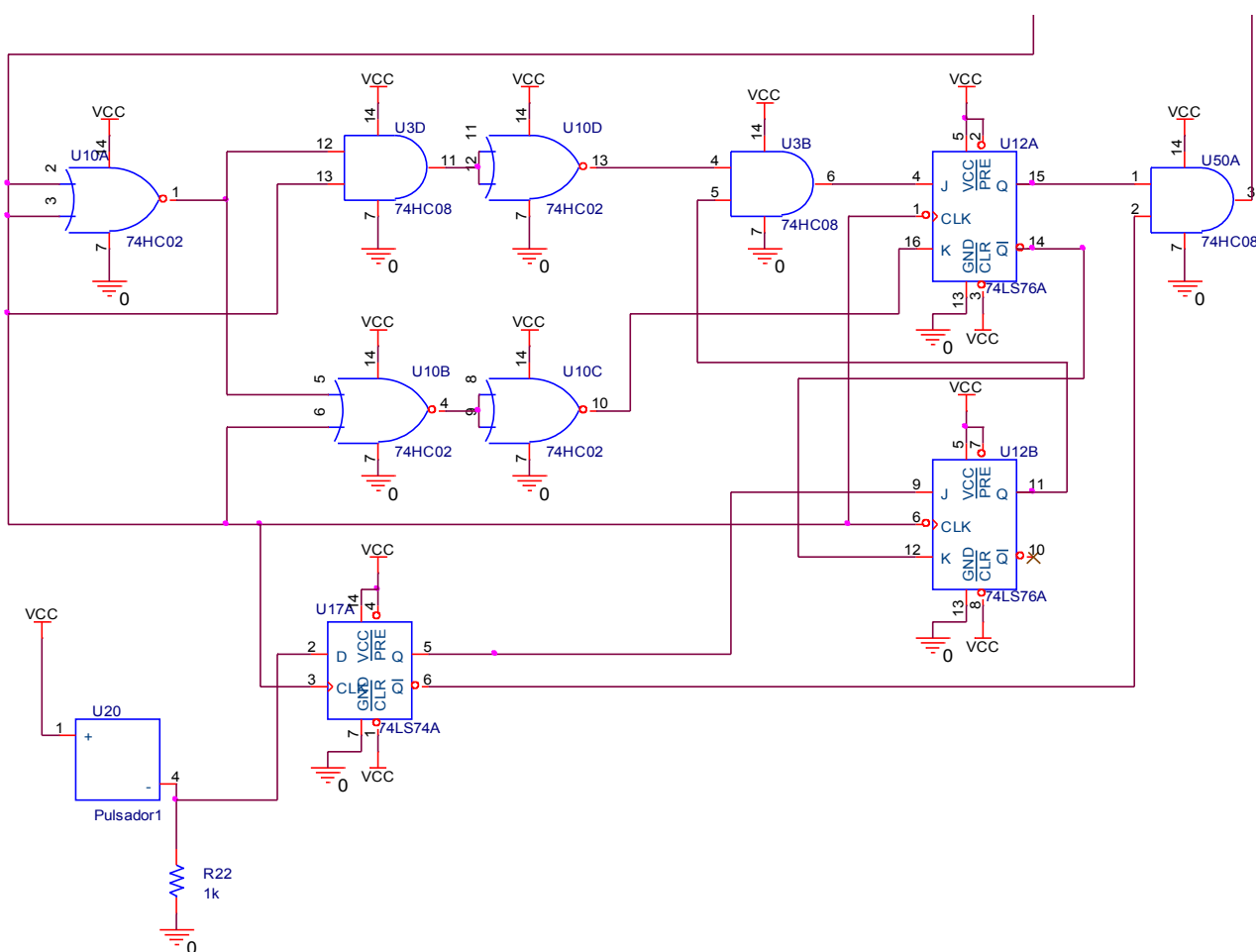


**Figura 5.6** Diagrama de bloques del sistema de control.

La duración de esta señal será igual al tiempo en el que permanece a nivel alto un pulso de la señal de entrada del sistema de control, es decir, un semiperiodo. Este pulso aperiódico será multiplicado con una puerta lógica AND a la señal resultante del oscilador de referencia.

En el apartado 4.7 se explican los dos circuitos diseñados para el sistema de control y porque se ha decidido utilizar este diseño y no el otro. Además, se demuestran su funcionamiento con simulaciones en ORCAD Pspice. En este sistema de control se utilizan un detector de flancos positivos, un detector de flancos negativos, un pulsador, un circuito antirrebotes, biestables y puertas lógicas AND.

La idea del diseño del sistema de control esta resumido en el diagrama de bloques de la Figura 5.6 y los componentes que forman el circuito de control se muestran en el fragmento del esquema eléctrico que se representa en la Figura 5.7.



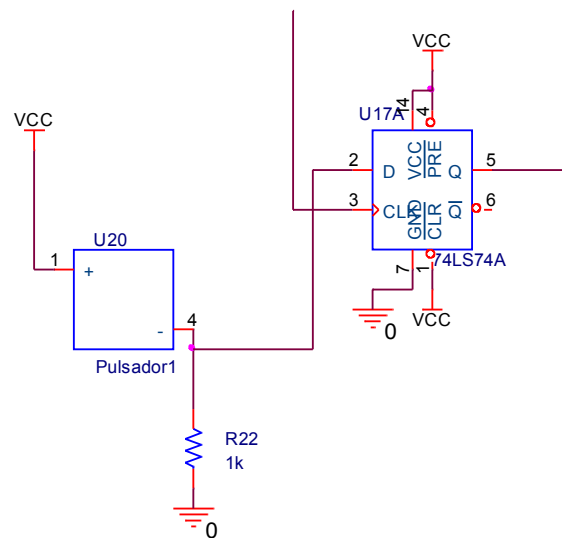
**Figura 5.7** Sistema de control.

#### 5.1.4.1 Pulsador y circuito antirrebotes

El bloque del pulsador está formado por un pulsador simple que cuando se presiona el botón del centro permite el paso de la corriente de una patilla a otra. Para que la corriente pueda circular es necesario conectar una resistencia entre una patilla y la masa. La resistencia utilizada es R22 de 1KΩ.

La señal del pulsador no se puede conectar directamente a otros circuitos porque se producen rebotes. Para evitar los posibles rebotes que puedan surgir al presionar el pulsador se utiliza un circuito antirrebotes. El circuito elegido es un biestable D (U17A) integrado dentro del 74LS74. En la salida Q del U17A tendremos un nivel alto cuando se presione el botón del pulsador y un nivel bajo cuando no se pulse. El circuito antirrebotes se explica en el apartado 4.3.

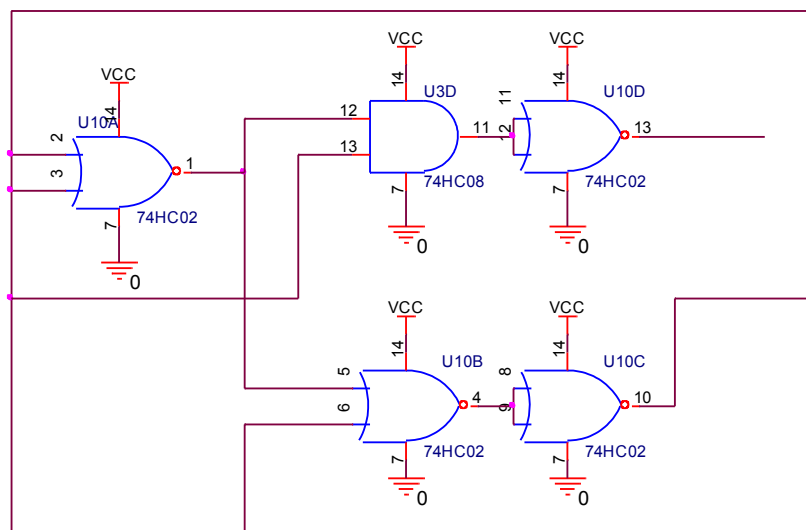
Mientras se mantiene presionado el pulsador, los displays se resetean porque la salida Q negada del biestable envía un 1 a las entradas R00 y R01 de los contadores de pulsos. Cuando se deja de presionar se produce un flanco de bajada en la salida Q del biestable D que activa el sistema de control durante un periodo de la señal de salida de los divisores de frecuencia. En la siguiente figura se muestra la configuración de los componentes que forman parte del pulsador y el antirrebotes.



**Figura 5.8** Pulsador y circuito antirrebotes con biestable D.

### 5.1.4.2 Detectores de flancos positivos y negativos

Como su propio nombre indica, estos circuitos detectan los flancos positivos y los flancos negativos de la señal procedente del divisor de frecuencia. Estos circuitos producen un pulso positivo cuando detectan un flanco.



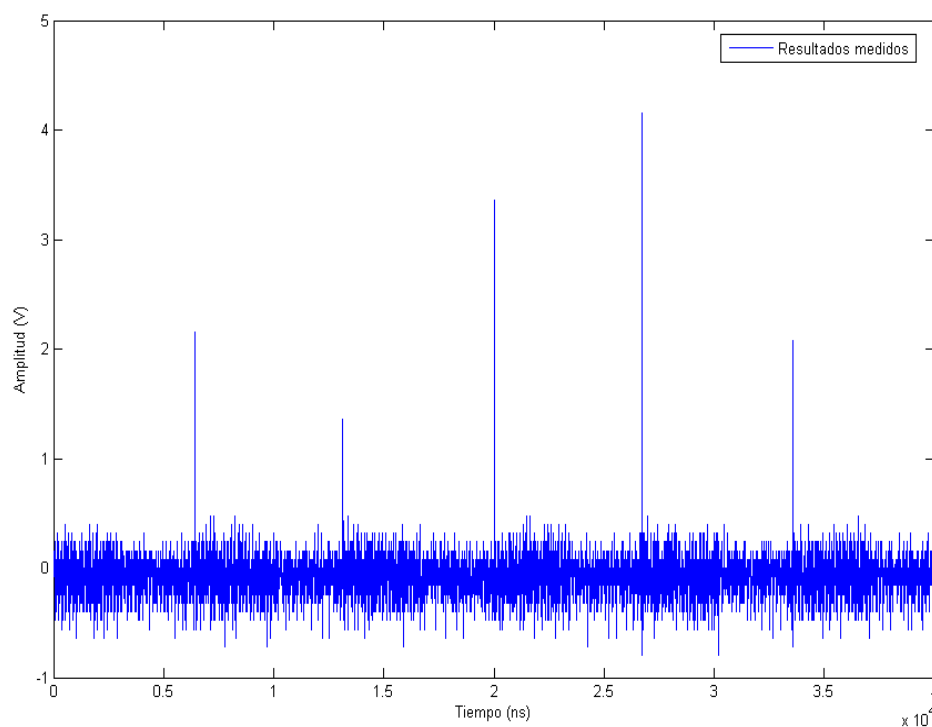
**Figura 5.9** Detector de flancos positivos y detector de flancos negativos.

El circuito detector de flancos positivos está formado por U10A, U3D y U10D. El circuito detector de flancos negativos por U10A, U10B y U10C. El funcionamiento de este tipo de detectores de flancos se explica en el apartado 3.4.1. La única novedad que presentan los dos circuitos es que se les ha añadido una puerta inversora (U10D y U10C) al final de cada uno para que el pulso generado tenga la suficiente duración para excitar al biestable J-K.

La función de los detectores es informar a los biestables J-K cuando comienza y acaba los pulsos

de la señal de salida del divisor de frecuencia. En la Figura 5.9 se puede ver cómo están colocadas las puertas lógicas que conforman los detectores de flancos.

La señal de salida del detector de flancos positivos en la patilla 11 de U3D puede verse en la Gráfica 5.4. Cada impulso de la gráfica indica el comienzo de un periodo de la señal de salida del divisor de tensión. Esta señal luego pasa por U10D que invierte la señal y prolonga la duración de los impulsos unos nanosegundos más para que estos impulsos sean lo suficientemente largos para ser capaces de excitar al biestable.



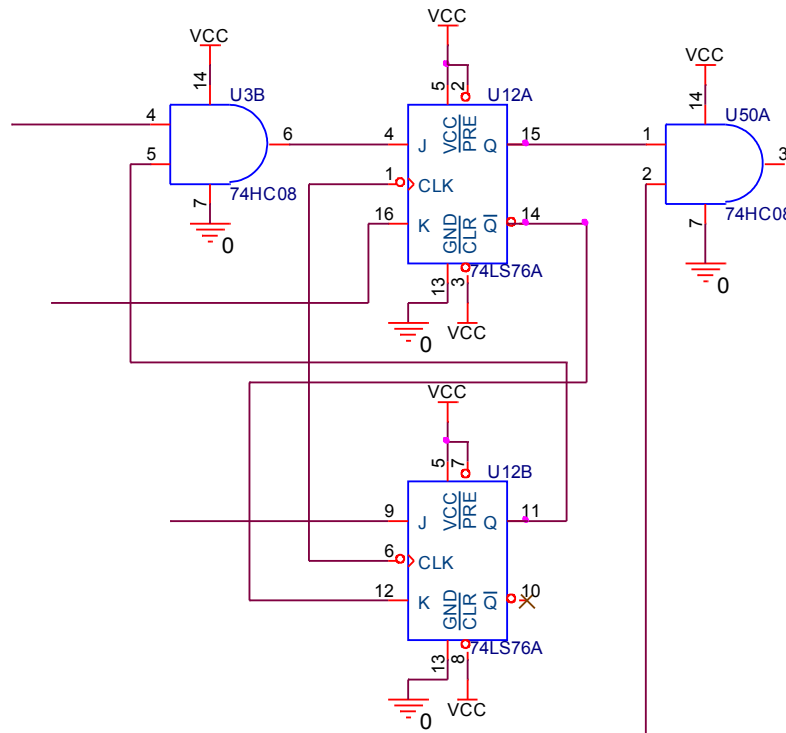
**Gráfica 5.4** Señal de salida del detector de flancos positivos en la patilla 11 de U3D.

### 5.1.4.3 Biestables J-K y puerta AND

El biestable es el encargado de seleccionar un pulso de la señal del divisor de frecuencia. Para realizar esta operación necesita las señales de los detectores de flancos y la del pulsador. En el siguiente párrafo se explicará su funcionamiento.

Cuando se pulsa el pulsador el biestable U12B se activa. A su salida se obtiene un 1 que se multiplica con la señal de salida del detector de flancos negativos y la señal resultante activa el biestable U12A, por lo que su salida Q pasa a nivel alto cuando la señal de salida del detector de flancos positivos esté a nivel alto y la salida Q del biestable U12B también a nivel alto. La señal de salida del detector de flancos negativos desactiva el biestable U12A. La salida negada de éste pasa a nivel alto. Esta señal desactiva el biestable U12B enviándole un 1 por su entrada K.

Mientras el pulsador está presionado, en la señal de salida Q del biestable U12A se obtienen pulsos en el que su nivel alto tiene una duración igual al periodo de la señal del divisor de frecuencia.

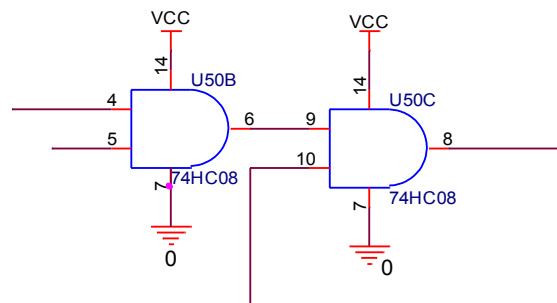


**Figura 5.10** Biestables y puertas AND del circuito de control

Para seleccionar solamente un pulso, se utiliza una puerta AND que multiplica la señal de la patilla 15 de U12A por el “uno” que sale por la salida negada del biestable antirrebotes. De esta forma, cuando se deje de presionar el pulsador, solamente saldrá por la salida de la AND U50A (pin 3) un solo pulso.

### 5.1.5 Multiplicador de señales

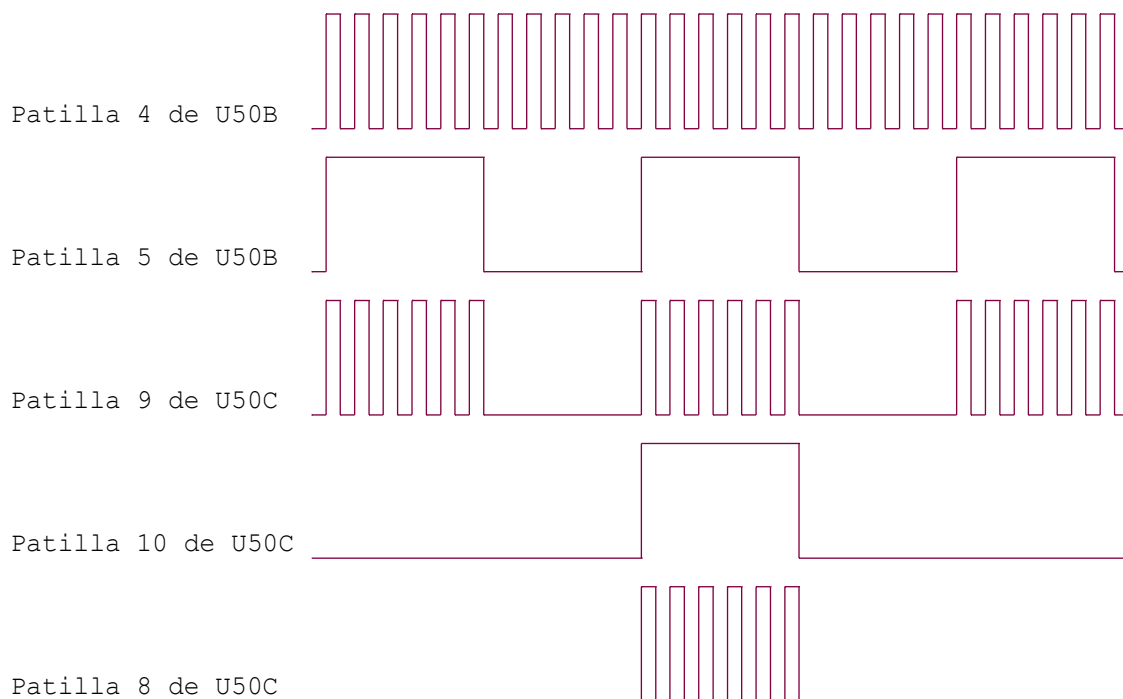
Esta parte está formada por dos puertas AND (74HC08) del componente U50B. La primera AND multiplica la señal de salida del oscilador de referencia (pin 4) por la señal de salida del divisor de frecuencia (pin 5). A la salida (pin 6) se obtiene una señal del mismo periodo que en el pin 5 con un semiperiodo que está a nivel bajo y el otro semiperiodo tiene una ráfaga de pulsos de frecuencia igual a la del oscilador de referencia.



**Figura 5.11** Puertas AND multiplicadoras de señales.

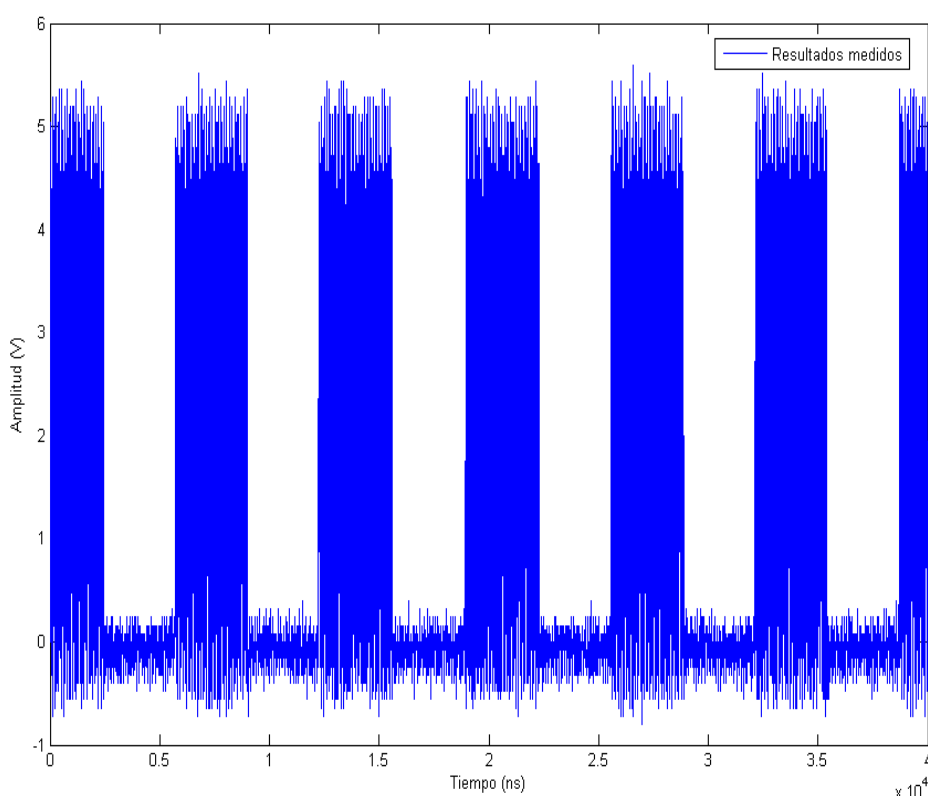
A nosotros lo que nos interesa es contar el número de pulsos que hay en cada semiperiodo de la señal de salida del pin 6. Para ello necesitamos separar un solo periodo de pulsos de la señal. Con el circuito de control conseguimos una señal aperiódica en el que su nivel alto tiene la misma duración que el semiperiodo de los pulsos. Entonces, al multiplicar la señal procedente del sistema de control (pin10), por la señal periódica obtenida en la anterior AND (pin 9), se consigue separar un semiperiodo de pulsos en una señal aperiódica en la salida del U50C (pin 8).

Este proceso se explica gráficamente en la siguiente figura.



**Figura 5.12** Representación de las señales multiplicadas con las puertas AND.

A continuación se muestra la señal obtenida por el osciloscopio en el pin 9 de U50C. El periodo de esta señal es igual que el de la señal de salida del divisor de frecuencia, pero donde la parte del periodo debería estar a nivel alto, se encuentran los pulsos procedentes del oscilador de referencia.

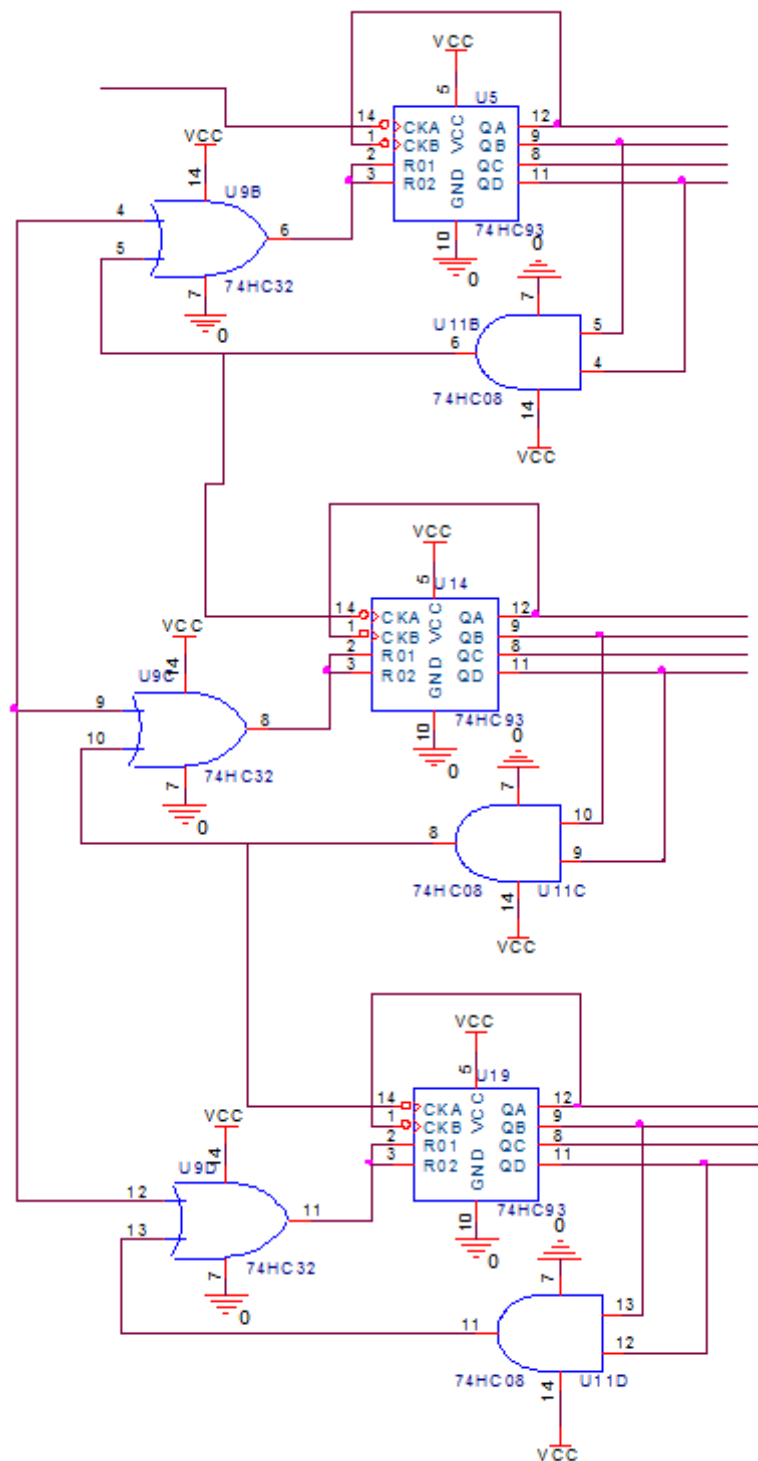


**Gráfica 5.5** Señal del pin 9 de U50C.

### 5.1.6 Contador de pulsos

La función de este bloque es contar el número de pulsos que se producen a la salida de U50C después de presionar el pulsador. Como la señal es aperiódica, se producen un número finito de pulsos cuadrados que son contados por los tres contadores 74HC93 conectados en cascada. Los contadores han sido configurados individualmente como contadores de 0 a 9. Pero si se observan los tres juntos, veremos que forman un contador de 0 a 999. U5 cuenta las unidades, U14 cuenta las decenas y U19 las centenas.





**Figura 5.13** Circuito contador de pulsos.

Las salidas de los 74HC93 son en binario. QA es la salida de menos peso y QD es la salida de más peso. Las salidas QB y QD de cada contador están conectadas a las entradas de una puerta AND (74HC08) y las salidas de cada puerta AND están conectadas a una entrada de una puerta OR (74HC32). En la otra entrada de las puertas OR está conectada la señal del pulsador. Por último, las salidas de cada puerta OR están conectadas a las entradas R00 y R01 de su respectivo contador.

La señal aperiódica de pulsos entra por la entrada CKA de U5. El flanco descendente de cada pulso hace que el contador U5 se incremente en uno. Cada diez pulsos se incrementa U14 y cada cien pulsos se incrementa U19. Cuando un contador cuenta hasta diez en binario, sus salidas son QA=0, QB=1, QC=0, QD=1, lo que provocan que las entradas de las puertas AND estén a nivel alto, por lo tanto, su salida estará a nivel alto.

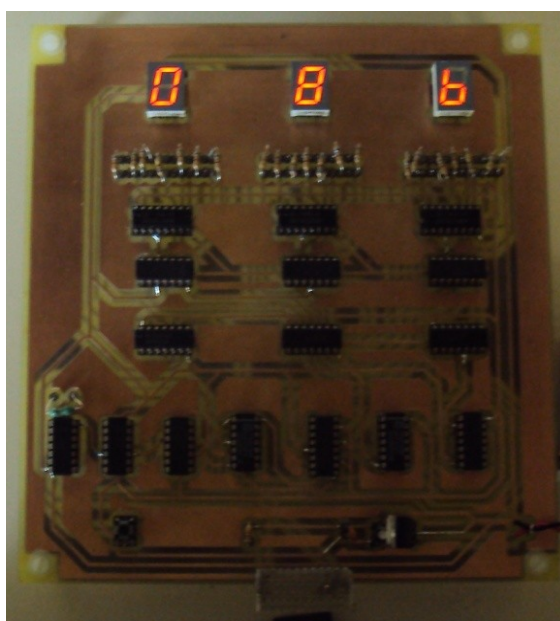
Los contadores se resetearán cuando las entradas R00 y R01 estén a nivel alto. Esta situación se dará cuando una de las entradas de la puerta OR esté a nivel alto. Entonces, los 74HC93 se resetearán de dos formas. La primera es cuando se presione el pulsador, en cuyo caso, todos los contadores se resetearán. La segunda forma es cuando la salida de la puerta AND que está a nivel alto, ya que envía un 1 a una de las entradas de la puerta OR. En esta situación solamente resetea el contador al que está conectado.

Las salidas de las puertas lógicas AND están conectadas con las entradas CKA de los contadores. Cuando un contador se resetea porque su valor pasa de 9 a 0, la salida de la puerta AND produce un pulso que provoca un flanco descendente en CKA que incrementa la cuenta del 74HC93 al que está conectado.

Las puertas OR U9B, U9C y U9D forman parte de un mismo circuito integrado, el 74HC32. Y las puertas lógicas multiplicadoras U11B, U11C y U11D forman parte del 74HC08.

### 5.1.7 Decodificadores y displays

Los decodificadores 74LS48 permiten visualizar en un display los números comprendidos entre el cero y el nueve, cuando se aplica a sus entradas la combinación binaria correspondiente de cuatro bits. Los decodificadores están explicados con mayor profundidad en el apartado 4.6.

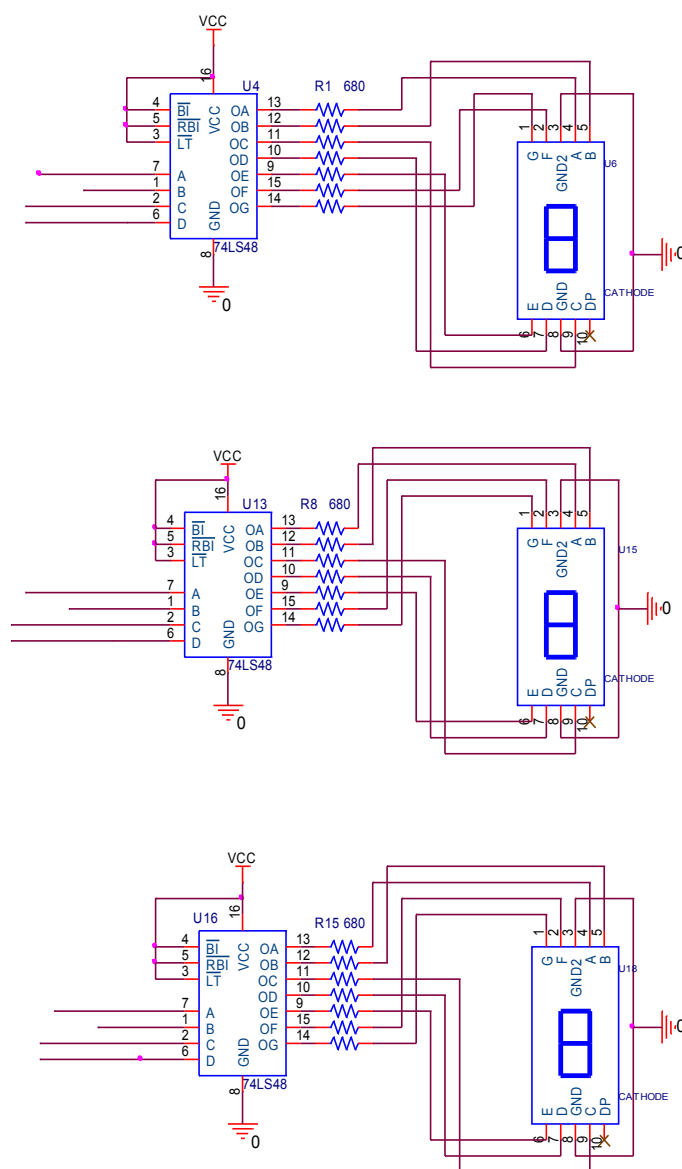


**Figura 5.14** Displays del circuito impreso iluminados.

Las salidas QA, QB, QC y QD de los contadores 74HC93 están conectados a las entradas A, B, C y D respectivamente de los decodificadores 74LS48. Los decodificadores traducen la combinación binaria de cuatro dígitos en siete señales analógicas que muestran un número decimal en los displays. Cada salida de los decodificadores se corresponde con un segmento del display. Si una salida de un 74LS48 está a nivel alto, se encenderá el segmento correspondiente del display al que está conectado.

En resumen, esta parte permite visualizar con números decimales la cuenta de pulsos de los contadores anteriores. En la imagen anterior de la Figura 5.14 se puede ver como los display están iluminados mostrando el número de pulsitos contados por los pulsadores.

En la Figura 5.15 de abajo se muestran los componentes que forman el circuito visualizador del diseño. Los componentes que forman esta parte son los decodificadores 74LS48, los display de cátodo y las resistencias para polarizar los displays.

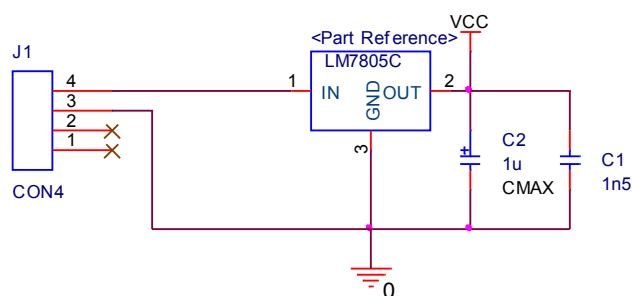


**Figura 5.15** Circuito visualizador.

### 5.1.8 Regulador de tensión

La fuente de alimentación de la placa es una pila de 9 voltios. A través de un conector de pilas se sueldan los cables a las pistas del circuito impreso. Como nuestra placa funciona a 5 voltios, es necesario regular el voltaje. Esta función la desempeña el LM7805. Por su patilla 1 le llega el cable rojo de 9 voltios de la pila. Por su patilla 3 el cable negro de la masa. Y por su patilla 2 sale el voltaje de 5 voltios hacia el resto de los componentes del circuito impreso.

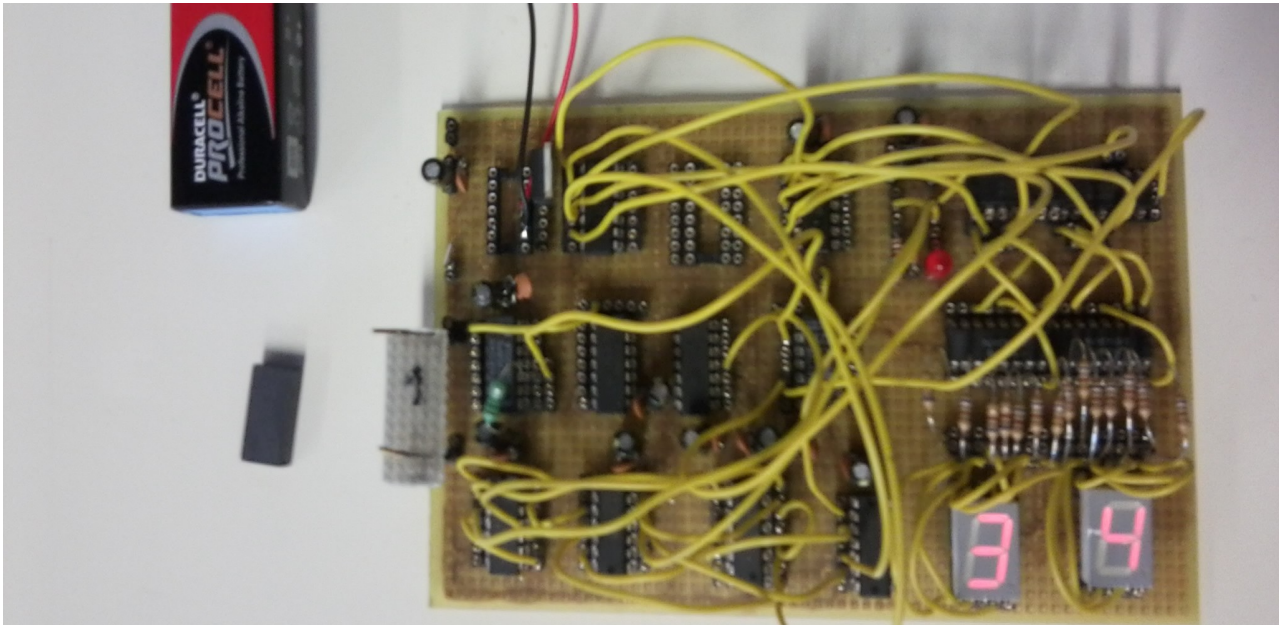
En la patilla 2 del regulador de tensión se han colocado dos condensadores a modo de By-Pass. Es habitual en el diseño de circuitos electrónicos incluir 2 condensadores en las tomas de alimentación para rechazar cualquier señal AC que pueda introducirse por ellas. Se suelen conectar en paralelo uno electrolítico de capacidad alta (C2 de  $1\mu\text{F}$ ) con otro cerámico de capacidad más baja (C1 de  $1.5\text{nF}$ ). El de capacidad alta tiene buena respuesta ante señales de baja frecuencia pero su respuesta es plana a frecuencias elevadas, mientras que al contrario, el cerámico se comporta bien a frecuencias elevadas pero no deja pasar demasiado bien las frecuencias bajas. De esta forma, colocándolos en paralelo, el uno y el otro se complementan.



**Figura 5.16** Circuito regulador de tensión.

### 5.1.9 Montaje del prototipo

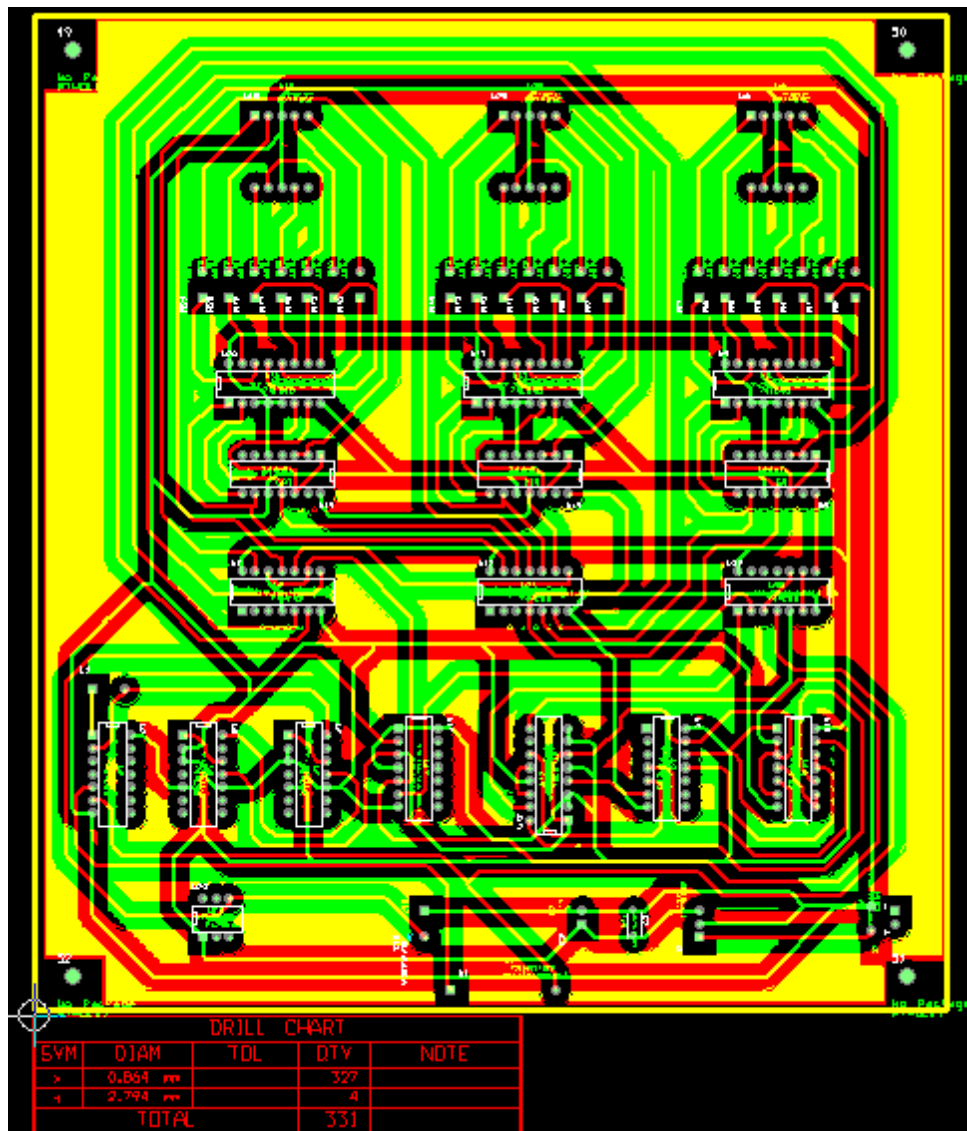
Una vez diseñado en circuito ORCAD Capture CIS, después de montar los circuitos que componen cada parte en placas perforadas y comprobar su funcionamiento, se decidió montar el diseño en una placa perforada. El resultado final es el que se muestra en la imagen de la figura 5.17.



**Figura 5.17** Prototipo.

## 5.2 Diseño del PCB

El diseño del PCB se ha realizado con ORCAD Layout Plus. El diseño del esquemático realizado con ORCAD Capture CIS se exporta al crear el “netlist” del diseño. Se crea un archivo de extensión MNL que se abre con el ORCAD Layout Plus. En la pantalla de diseño aparecen los footprints desordenados de los componentes que forman el circuito.



**Figura 5.18** Diseño del PCB de la placa con ORCAD Layout Plus.

Antes de comenzar a ordenar y enrutar los componentes, hay que indicar al programa las condiciones de diseño. Los espacios entre pad-pad, pad-pista y pista-pista son de 0.9 mm. El diámetro de los pads de los componentes es de 1.49 mm y su tamaño de taladro es de 0.8 mm. El diámetro de los tornillos es de 3 mm. Y por último, el diseño se va a realizar con dos capas: la TOP y la BOTTOM. El resultado final del diseño del PCB es el que se muestra en la Figura 5.18. El tamaño final de la placa es de 180mm de ancho por 195 mm de largo. En este proyecto no había especificaciones de tamaño, así que no se ha intentado comprimir el espacio lo máximo posible.

### 5.2.1 Capa TOP

En la capa TOP se han enrutado todas las pistas correspondientes a la GND y a VCC. El resultado es el que se muestra en la Figura 5.19

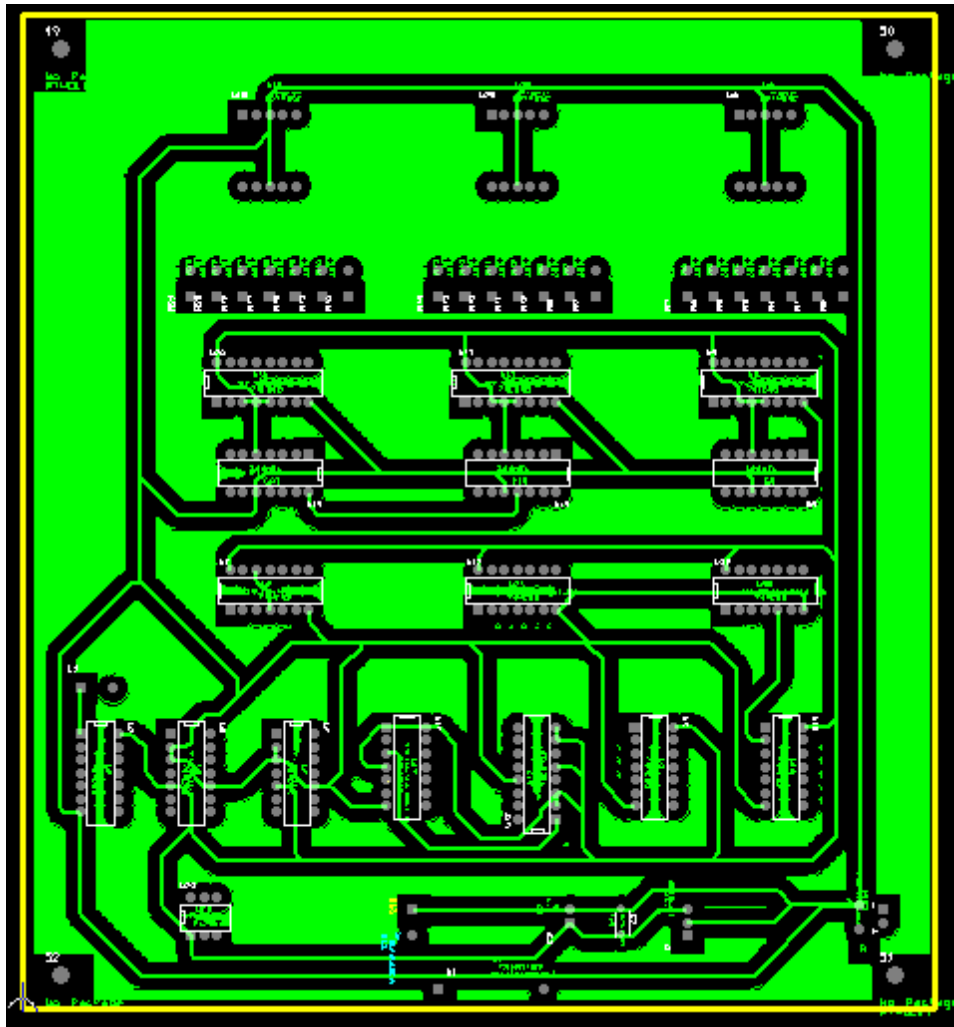


Figura 5.19 Capa TOP

## 5.2.2 Capa BOTTOM

En la capa BOTTOM se han enrutado todas las pistas menos las pistas de GND y VCC. Se ha elegido esta capa para facilitar la soldadura de los componentes. Los componentes se colocan en la capa de arriba (TOP), con lo cual las patillas están en la capa de abajo (BOTTOM). Al tener la mayoría de las pistas en la parte de abajo, la soldadura es más fácil porque existe más espacio para soldar. En el caso contrario, como ocurre con las pistas de VCC y GND en la capa TOP, el componente reduce el espacio para soldar entre la pista y la patilla. Es muy frecuente que, al tener poco espacio para soldar, el soldador toque los componentes y queme superficialmente el encapsulado. El resultado del enrutado de las pistas de la capa BOTTOM se muestra en la Figura 5.20.

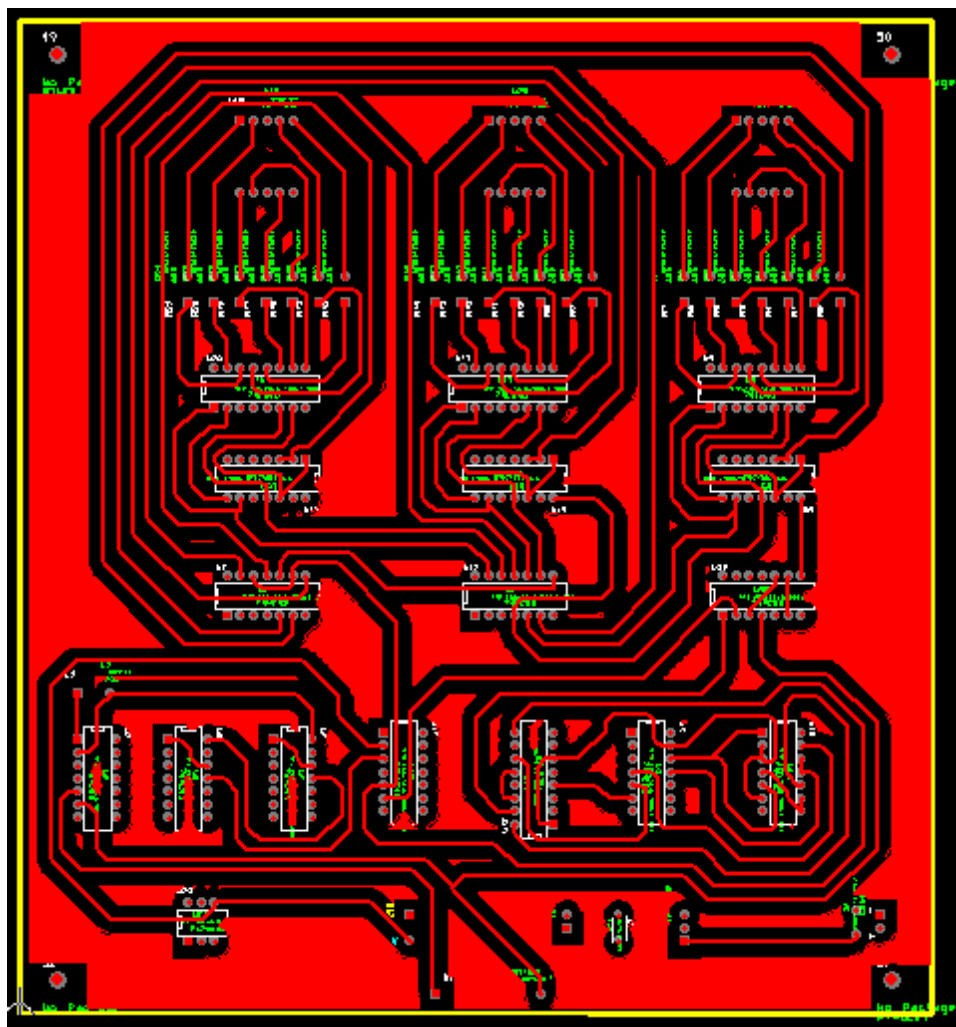


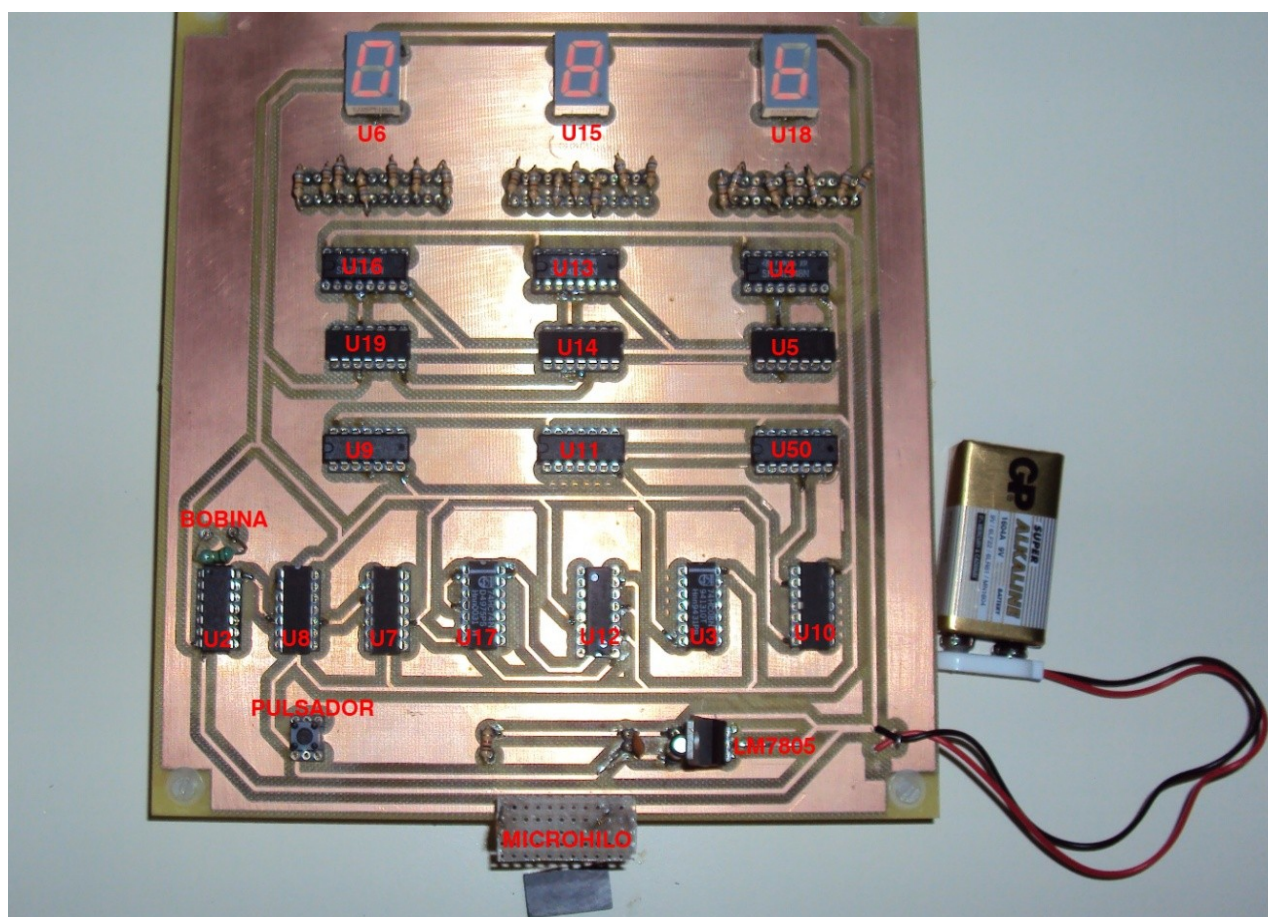
Figura 5.20 Capa BOTTOM



### 5.2.3 Fabricación de la placa

Una vez terminado el diseño del PCB y repasado de que no hay errores con el Design Rule Check, se procede a extraer los ficheros GERBER necesarios para fabricar la placa. En este caso se necesitan los ficheros con la información de las pistas de la capa TOP (\*.TOP) y de la capa BOTTOM (\*.BOTTOM), los ficheros de montaje de las dos capas (\*.AST y \*.ASB) y los ficheros de los taladros para hacer los agujeros a la placa (\*.DRD y \*.FAB).

Los ficheros extraídos se cargan en un programa de ordenador que controla la fresadora. La broca de la fresadora pasa por toda la placa retirando el cobre sobrante para dibujar las pistas. A continuación, el ordenador ejecuta el archivo de taladros que hará los agujeros para colocar los componentes. Por último, solamente queda colocar los componentes correctamente en la placa y soldar sus pines a las pistas de cobre. El resultado final se muestra en la imagen de la Figura 5.21. En la imagen de abajo se indicado en color rojo el nombre de los componentes para poder localizarlos más fácilmente.



**Figura 5.21** Resultado final de la placa diseñada.

## 5.3 Resultados

En este apartado se presentan las características de los sensores utilizados, los resultados obtenidos del oscilador de referencia y del oscilador variable, la comprobación del funcionamiento de la placa y los resultados del circuito con los sensores utilizados.

### 5.3.1 Características de los sensores de MI utilizados

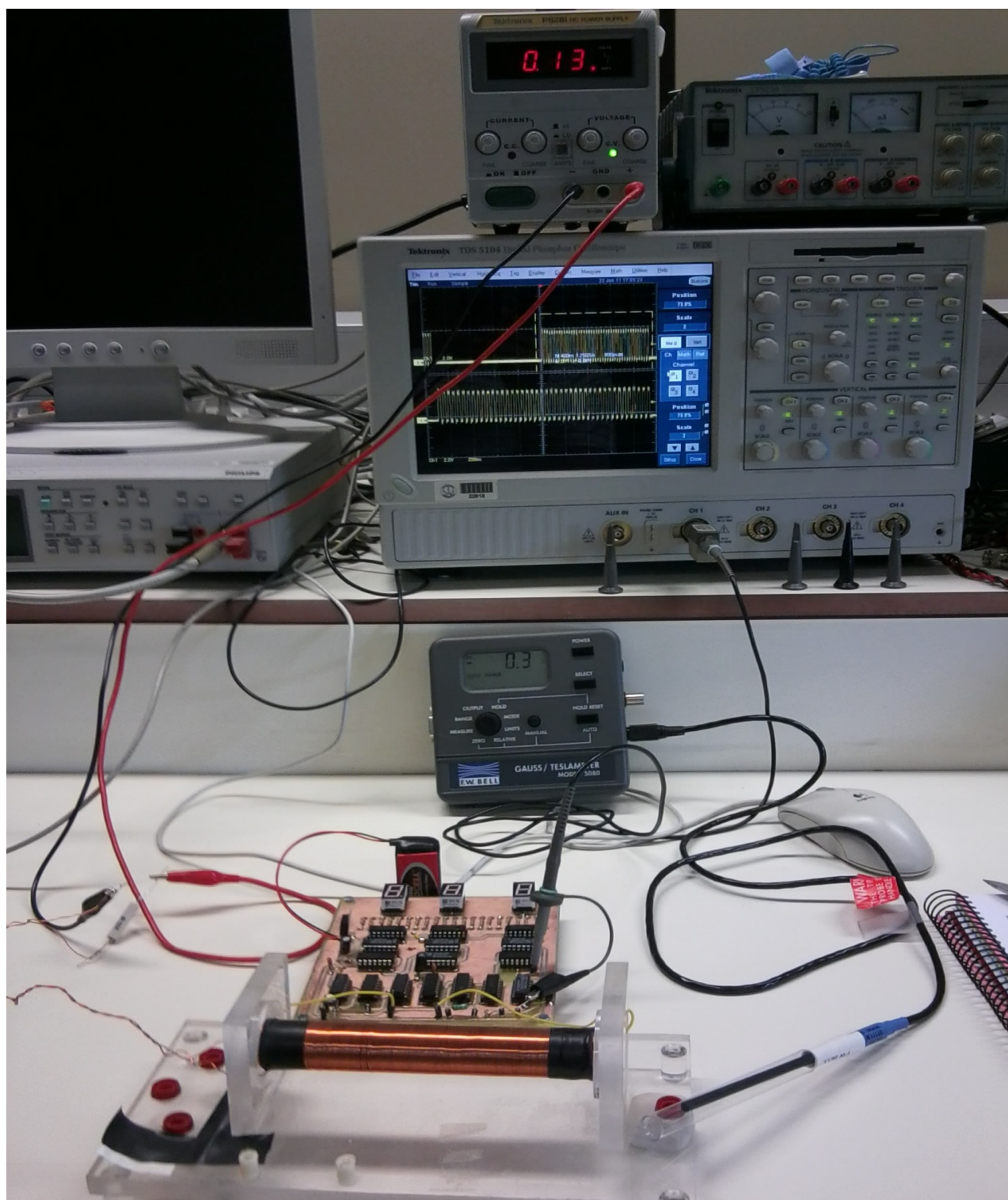
Los sensores de *MI* utilizados pertenecen a un mismo lote de fabricación. Esto quiere decir que los microhilos utilizados para los sensores tienen características físicas y propiedades similares. Las variaciones de cada sensor dependen de la longitud del microhilo, del trato recibido durante el montaje del sensor (si la cubierta de vidrio se rompe, el microhilo se encoge y cambian sus propiedades) y de la cantidad de estaño utilizado en su montaje.

La impedancia del sensor varía con la longitud del microhilo. Cuanto mayor es la longitud del microhilo, mayor sección de material se opone al paso de los electrones y menor es la frecuencia de oscilación cuando es montado como oscilador Colpitts con puerta NOT.

La impedancia de los sensores cambia con las variaciones del campo magnético. Al cambiar la impedancia del sensor, también cambia la frecuencia de salida del oscilador Colpitts variable.

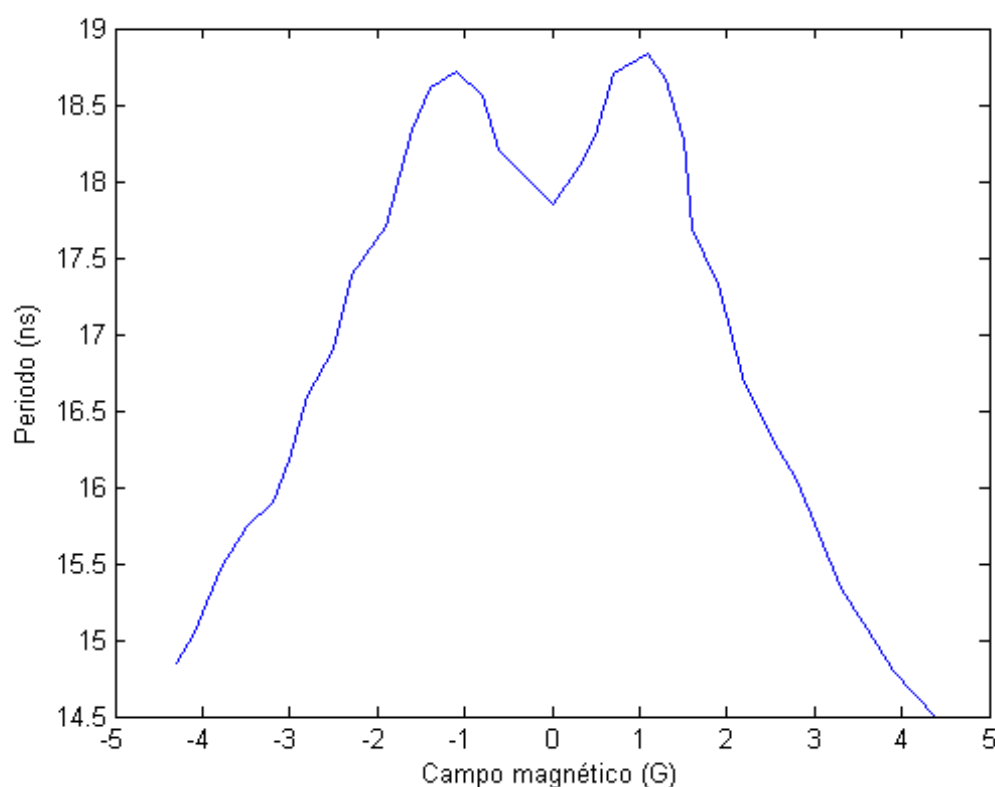
A continuación se expone un experimento realizado para comprobar la variación del periodo de la señal de salida del oscilador variable cuando el campo magnético de su alrededor cambia. Para este experimento, el campo magnético es medido con un teslómetro (o Gaussómetro) y el periodo de la señal de salida del oscilador es medido con un osciloscopio. El sensor se coloca dentro de un solenoide. Por medio de unos cables de cobre largos, se ha conectado el sensor a la entrada y la salida de la puerta NOT del oscilador variable. Los extremos del solenoide se conectan a una fuente de alimentación, de tal forma que cuando la fuente de alimentación le suministra corriente al solenoide se crea un campo magnético perpendicular a la dirección de la corriente eléctrica. Si aumenta intensidad de la corriente suministrada, aumenta la intensidad del campo magnético que rodea al sensor, y por lo tanto, la impedancia del sensor y la frecuencia de oscilación del circuito Colpitts cambian. Se hace un barrido de corriente con la fuente de alimentación, de forma que el sensor llegue a oscilar entre su frecuencia máxima y su frecuencia mínima. Con el osciloscopio podemos ver la variación en frecuencia de la señal de salida del oscilador. El montaje se puede ver en la foto de la siguiente Figura 5.22.





**Figura 5.22** Montaje para comparar el campo magnético frente al periodo de la señal de salida de oscilador

A continuación, se retira el sensor del interior del solenoide y se introduce la sonda del teslómetro. Se vuelve a realizar un barrido de corriente similar al anterior. Esta vez, se mide el campo magnético al variar la corriente eléctrica. Por último, se relacionan en una gráfica, la variación del campo magnético y el periodo de la señal de salida del oscilador variable. Los datos obtenidos se pueden ver en la Gráfica 5.6.



**Gráfica 5.6** Variación del periodo de la señal de salida del oscilador variable frente a los cambios del campo magnético.

Si los resultados de la gráfica fueran ideales, ésta tendría forma de M, al igual que la gráfica mostrada en la Figura 2.2 del capítulo 2, que relaciona la impedancia del sensor con el campo magnético. Hay que tener en cuenta de que cada sensor se comporta de una forma diferente y los datos aquí recogidos son específicos del microhilo utilizado.

En ausencia de campo magnético, la señal del oscilador tiene un periodo cercano a 18.30 ns. El periodo crece cuando el campo magnético tiende a  $\pm 1$ . A partir de aquí, si crece el campo magnético, el periodo de la señal disminuye, o lo que es lo mismo, la frecuencia de la señal aumenta hasta llegar al límite de las posibilidades del sensor utilizado.

### 5.3.2 Frecuencias de oscilación del oscilador variable

El oscilador variable está formado por una puerta inversora NOT y el sensor *MI* conectado entre su entrada y su salida. Su frecuencia de oscilación dependerá de las propiedades físicas del sensor y del campo magnético exterior. Los sensores de *MI* utilizados están contruidos con muestras de diferentes lotes de fabricación. Además, la longitud de los microhilos, los soportes y la cantidad de estaño utilizado son distintos en cada uno de ellos. Aunque sean mínimas las diferencias entre ellos, los resultados nunca serán iguales.

El parámetro de medición llamado frecuencia de oscilación en reposo quiere decir que es la frecuencia de oscilación medida en la salida de la puerta NOT sin acercar al microhilo ningún elemento magnético que pueda hacer variar su impedancia. Estas medidas son únicas del puesto

de trabajo y del instante de la medida. La presencia de elementos metálicos cerca, como puede ser un atornillador o la intensidad de la energía electromagnética de la atmósfera del laboratorio pueden influir en el campo magnético que rodea al microhilo.

En la Tabla 5.1 que se presenta debajo se indica: el sensor utilizado, su resistencia, y la frecuencia de oscilación con el sensor en reposo, es decir, con el imán lejos de él.

Oscilador variable		
Número Sensor	Resistencia( $\Omega$ )	Frecuencia oscilación en reposo
1	15 $\Omega$	65 MHz
2	66 $\Omega$	55 MHz
3	75 $\Omega$	52 MHz
4	140 $\Omega$	42 MHz
5	460 $\Omega$	81 MHz

**Tabla 5.1** Frecuencias de oscilación del oscilador variable.

### 5.3.3 Frecuencias de oscilación del oscilador de referencia

El oscilador de referencia está formado por una puerta inversora NOT y una bobina conectada entre su entrada y su salida. Su frecuencia de oscilación dependerá del valor de la bobina. No podemos elegir cualquier valor para la bobina porque sus valores están estandarizados. En la siguiente tabla se muestran las frecuencias aproximadas de oscilación del oscilador de referencia según los valores de las bobinas disponibles.

Oscilador de referencia	
Bobina	Frecuencia de oscilación
0.22 $\mu$ H	54 MHz
0.39 $\mu$ H	50 MHz
0.68 $\mu$ H	43 MHz
1 $\mu$ H	37 MHz
2.2 $\mu$ H	27 MHz
3.3 $\mu$ H	23 MHz
4.7 $\mu$ H	20 MHz
5.6 $\mu$ H	18 MHz
10 $\mu$ H	11 MHz
22 $\mu$ H	9 MHz
33 $\mu$ H	7 MHz
47 $\mu$ H	78 MHz
56 $\mu$ H	78 MHz
100 $\mu$ H	78 MHz

**Tabla 5.2** Frecuencias de oscilación del oscilador de referencia.

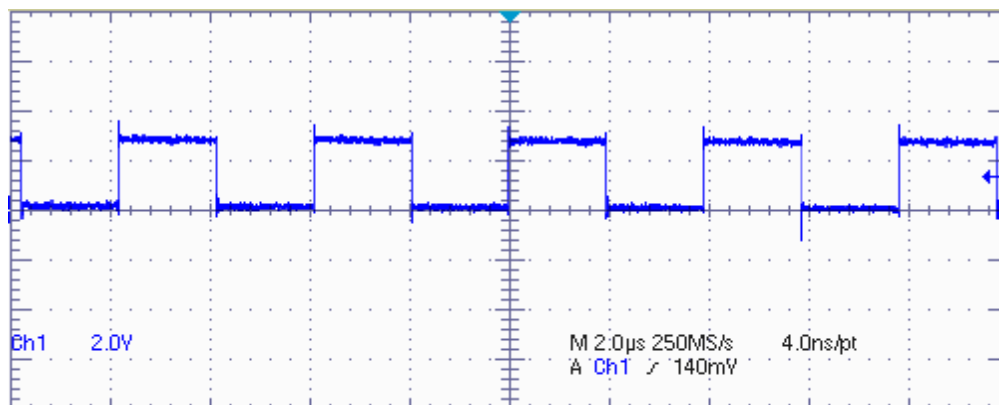
### 5.3.4 Comprobación del funcionamiento de la placa

En este apartado se va a demostrar que el circuito impreso diseñado funciona correctamente. La

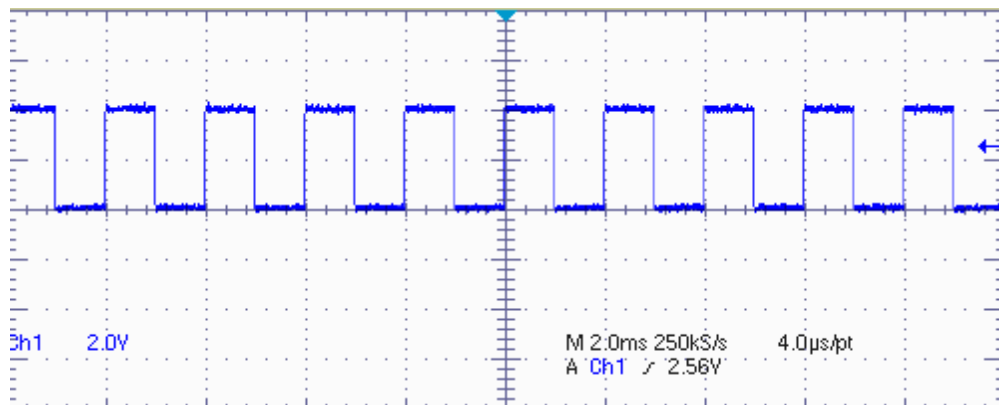
forma de controlar el funcionamiento de la placa va a ser sustituyendo la frecuencia de oscilación de los osciladores Colpitts por dos generadores de funciones. La señal de los osciladores Colpitts se introduce a la entrada de las puertas NOT. De esta forma podemos controlar la frecuencia de oscilación y calcular el resultado de los displays más fácilmente.

Trabajando de esta forma, si la señal de entrada del oscilador variable es una onda cuadrada de 256 KHz (Figura 5.23) y la señal de entrada en el oscilador de referencia es de 10 KHz (Figura 5.24), los displays mostrarán un 5 o un 6. La señal de 256KHz pasa por los divisores de frecuencia que dividen por 256 esta señal. Su salida, en la patilla 11 de U8 es de 1KHz (Figura 5.25). Las señales de 10KHz y la de 1KHz son multiplicadas por U50B (Figura 5.26). A continuación, la onda cuadrada de 1KHz pasa por el sistema de control. En el instante que se presiona el pulsador, se produce una señal aperiódica en la patilla 3 de U50A en el que su nivel alto dura la mitad del periodo, es decir,  $T/2 = (1/f)/2 = (1/1\text{KHz})/2 = 500 \mu\text{s}$ . Esta señal es multiplicada por la señal de salida de U50B, en este caso la onda cuadrada de 10 KHz, en el que su periodo es de  $100 \mu\text{s}$ . Al dividir  $500 \mu\text{s}$  entre  $100 \mu\text{s}$ , sabemos el número de pulsos de la señal del oscilador de referencia que caben en la señal del oscilador variable, en este caso 5. Hay que tener en cuenta, que los contadores cuentan pulsos ascendentes, entonces, a pesar de que haya 5 ciclos de la señal del oscilador de referencia dentro de la señal variable, es posible que se cuente el pulso ascendente del siguiente ciclo. Con lo cual, la placa tiene un margen error de +1 en la cuenta de pulsos, de ahí que los displays muestren en este caso un 5 o un 6.

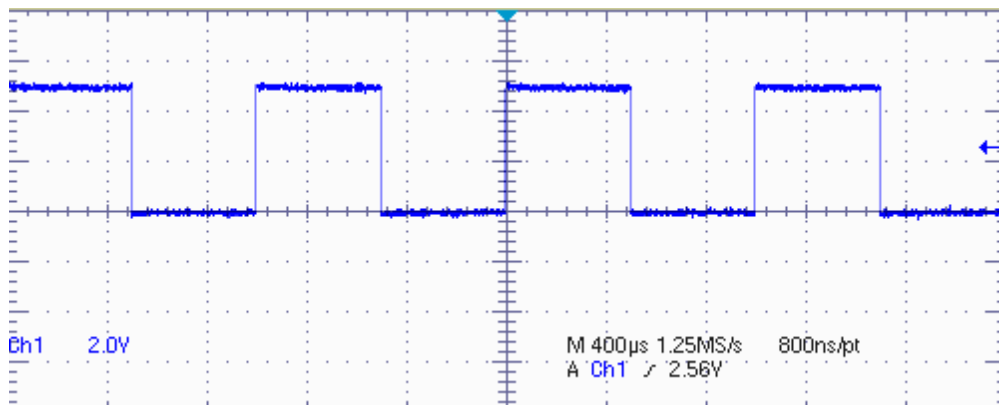
A continuación, se muestran las imágenes capturadas con el osciloscopio que corresponden a las señales descritas en el ejemplo anterior.



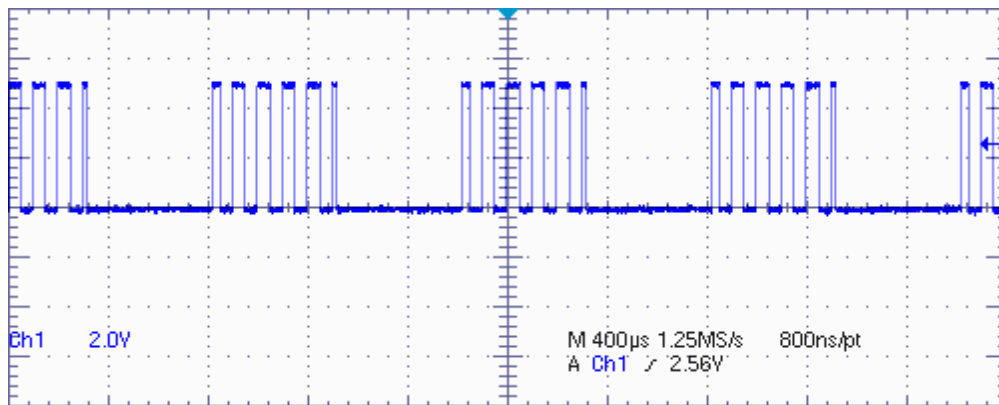
**Figura 5.23** Señal cuadrada de 256 KHz.



**Figura 5.24** Señal cuadrada de 10 KHz.



**Figura 5.25** Señal cuadrada de 1 KHz.



**Figura 5.26** Señal de salida de U50B.

Según lo explicado hasta ahora, la relación entre el número que se muestran en los displays, la frecuencia de oscilación del oscilador variable y la frecuencia del oscilador de referencia es:

$$\left\{ \left[ \left( \frac{1}{f_V} \right) / 256 \right] / 2 \right\} / \left( \frac{1}{f_R} \right) = N_D \quad (54)$$

Donde  $f_R$  es la frecuencia de oscilación del oscilador de referencia,  $f_V$  es la frecuencia de oscilación del oscilador variable y  $N_D$  es el número mostrado por los displays. Si simplificamos la ecuación anterior nos queda que:

$$\frac{256 \cdot f_R}{2 \cdot f_V} = N_D \quad (55)$$

Si  $f_R=10\text{KHz}$  y  $f_V=256\text{KHz}$  entonces  $N_D=5$ . Para saber la frecuencia de oscilación del oscilador variable cuando usemos el sensor de *MI* utilizaremos la ecuación siguiente:

$$f_V = \frac{128 \cdot f_R}{N_D} \quad (56)$$

Para calcular  $f_V$  usaremos el resultado mostrado en los displays para  $N_D$  y para  $f_R$  utilizaremos el valor de la frecuencia de oscilación correspondiente a la bobina colocada en la placa según la Tabla 5.2 del apartado 5.3.3.

### 5.3.5 Resultados de la placa como modulador en frecuencia

Utilizando en el oscilador de referencia una bobina de 10  $\mu\text{H}$  hace que la frecuencia de oscilación esté alrededor de los 11 MHz. Se ha elegido este valor porque es la mayor frecuencia posible a la que oscila manteniendo una la precisión adecuada de los contadores. Más adelante se hablará sobre la precisión de los contadores de pulsos.

Para el oscilador variable usaremos un sensor en el que su frecuencia de oscilación es de 57 MHz. En general, todos los sensores construidos oscilan a frecuencias parecidas, como pueden ser: 48MHz, 50MHz, 52MHz, 54MHz.... Esto es debido a que todos los micro-hilos utilizados pertenecen al mismo lote de fabricación, con lo cual, tienen unas propiedades similares y normalmente su frecuencia de oscilación en reposo depende de la longitud del microhilo.

El principal problema del lote de sensores es que estos tienen una variación de oscilación alta y varía en un rango un tanto pequeño, y al ser montados en un oscilador Colpitts, la variación en frecuencia no es mucha para ser captadas por los displays; sin embargo en la siguiente sección se ven algunas mejoras para incrementar el rango y más soluciones se proponen en el Capítulo 6. Es verdad que el circuito oscila de forma estable, pero el objetivo es que el periodo de la señal de salida cambie con el campo magnético. Con los sensores usados no se ha conseguido grandes sensibilidades debido a la frecuencia de oscilación de las muestras disponibles de sensores, pero la sensibilidad incrementaría para sensores con frecuencia de oscilación característica más baja del orden de mega hercios. En el caso que voy a utilizar para este ejemplo, el periodo de la señal de salida cambia unos 8 ns. Este cambio es muy pequeño. Utilizando una frecuencia de referencia de 11 MHz, cuando esta señal es multiplicada en U50B por la señal de la salida de los divisores de frecuencia tenemos unos 30 pulsos en cada ráfaga. Si el periodo de la señal del oscilador variable cambia unos 8 ns debido al cambio del campo magnético provocado cuando acercamos y alejamos un imán, el número de pulsos de cada ráfaga cambia entre 24 y 32 pulsos aproximadamente, entonces, el resultado numérico en los displays mostrarán cantidades de entre 24 y 32.

La forma de aumentar en rango de variación de los pulsos se puede conseguir de dos formas. La primera, y la más sencilla, es que el sensor sea más sensible a los cambios en el campo magnético,



ya que de esta forma el periodo de la señal del oscilador variable tendrá un mayor rango de variación; otro aspecto relacionado es que la frecuencia de oscilación sea más baja por lo que la relación frecuencia del sensor y referencia se haga más grande y se tenga más resolución. La segunda forma es aumentar la frecuencia de referencia. Cuanto mayor sea la frecuencia de referencia, más pulsos caben en cada ráfaga y mayor será el cambio de pulsos que caben en cada ráfaga.

Pero existe un problema a la hora de usar frecuencias muy altas. A partir de 11MHz la placa pierde precisión en la cuenta de pulsos debido a los parásitos del PCB. Cuanto mayor es la frecuencia, menor precisión mostrada en los displays. Esto es debido al tiempo de retardo de las puertas lógicas que resetean los contadores. Su tiempo de retardo es cercano a los 10 ns. Cuanto mayor es la frecuencia de referencia, mayor número de pulsos se deben contar, por lo tanto, más veces se produce la transición de 9 a 0 en los displays, lo que se traduce en un mayor número de veces que se tienen que resetear los contadores, es decir, que las puertas lógicas intervienen más veces. Al intervenir más veces, el error por su tiempo de retardo es mayor, lo que provoca que haya pulsos que no se cuentan, lo que se traduce en una menor precisión en la cuenta de los pulsos de cada ráfaga.

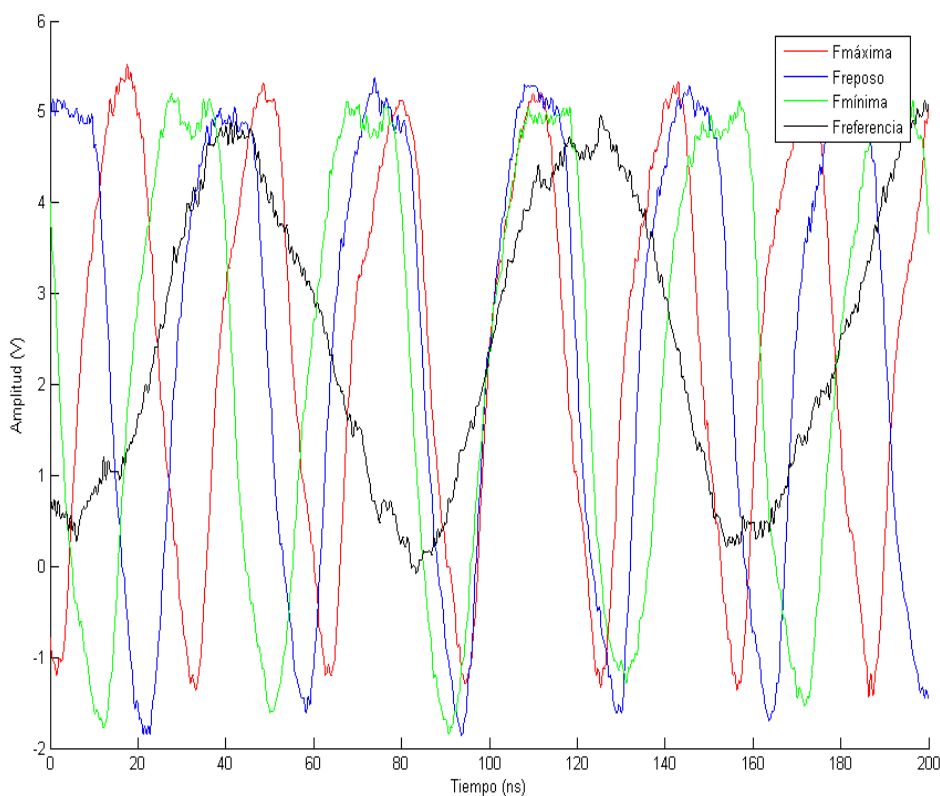
A continuación, en la Tabla 5.3 se exponen los resultados del comportamiento del circuito impreso ante diferentes frecuencias de referencia. Este experimento fue realizado para comprobar la precisión de los contadores frente a diferentes frecuencias del oscilador de referencia. Para el experimento los osciladores han sido sustituidos por generadores de funciones conectados a las entradas de las puertas inversoras NOT. De esta forma se consigue una frecuencia de oscilación más estable y más fácil de controlar. Los parámetros estudiados en la Tabla 5.3, representados por sus iniciales, son los siguientes:

- ***fv***: frecuencia de oscilación del oscilador variable.
- ***Tv***: periodo de oscilación del oscilador variable.
- ***fr***: frecuencia de oscilación del oscilador de referencia.
- ***Tr***: periodo de oscilación del oscilador de referencia.
- ***fp5***: frecuencia de oscilación en la patilla 5 de U50B (salida de los divisores de frecuencia).
- ***Tp5***: periodo de oscilación en la patilla 5 de U50B.
- ***NP***: número de pulsos en cada ráfaga.
- ***ND***: número de pulsos mostrado en los displays.
- ***R***: indica si la relación entre el número de pulsos de cada ráfaga y el calculado teóricamente es correcta.  $(Tp5/2)/Tr=NP$ .
- **¿Correcto?**: indica si los contadores han contado bien o mal el número de pulsos de cada ráfaga.

$f_v$	$T_v$	$f_r$	$T_r$	$fp_5$	$tp_5$	$NP$	$ND$	$R$	¿Correcto?
5 MHz	200 ns	5 MHz	200 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	128	129	Si	Si
5 MHz	200 ns	6 MHz	167 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	153	154	Si	Si
5 MHz	200 ns	7 MHz	143 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	179	180	Si	Si
5 MHz	200 ns	8 MHz	125 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	203	205	Si	Si
5 MHz	200 ns	9 MHz	111 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	230	230	Si	Si
5 MHz	200 ns	10 MHz	100 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	256	256	Si	Si
5 MHz	200 ns	11 MHz	90 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	281	257	Si	No
5 MHz	200 ns	12 MHz	83 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	307	280	Si	No
5 MHz	200 ns	13 MHz	77 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	345	304	No	No
5 MHz	200 ns	15 MHz	66 ns	19.53 KHz	51.2 $\mu s$	384	350	No	No

**Tabla 5.3** Comportamiento de la placa frente a diferentes frecuencias de oscilación del oscilador de referencia.

Como se puede ver en la Tabla 5.3 el circuito impreso funciona correctamente hasta los 10 MHz. A partir de 11 MHz los contadores empiezan a perder precisión, mostrando un número inferior de pulsos de cada ráfaga. Cuanto mayor es la frecuencia, menor es la precisión de cuenta de los contadores. Aproximadamente el rango de fallo está entre 20 y 40 pulsos cuando la frecuencia del oscilador de referencia es superior a 11 MHz.



**Gráfica 5.7** Comparación de las señales de salida de los osciladores.

En la Gráfica 5.7 se comparan en el tiempo varias señales de salida del oscilador variable con la señal de salida de oscilador de referencia.

En esta gráfica podemos ver la señal de salida del oscilador de referencia con la línea de color negro. Las otras tres señales pertenecen a las salidas de oscilador variable. La línea de color azul representa la frecuencia oscilación en reposo. La línea de color rojo representa la señal cuando su frecuencia es máxima y la línea de color verde representa la señal de salida del oscilador variable cuando su frecuencia es mínima.

Al acercar y alejar un imán sobre el sensor de MI, la salida del oscilador variable cambia. A pesar de que en la gráfica no se puede apreciar con claridad las frecuencias de cada señal, la variación del periodo de las señales es cercana a 8 ns.

Las señales del oscilador variable son divididas por los divisores de frecuencia. Esta señal resultante es multiplicada por la señal del oscilador de referencia. Esta variación de unos 8 ns del periodo se traduce en que el número de pulsos de cada ráfaga varía aproximadamente entre 6 y 8 pulsos.

Para esta placa y con una frecuencia de referencia de 11 MHz se podría encontrar una máxima resolución de 128 pulsos si la frecuencia del sensor fuera de 11 MHz. Aplicando la ecuación que relaciona las frecuencias de oscilación y el número mostrado por los displays se demuestra la frecuencia necesaria para obtener una resolución de 128 pulsos.

$$f_V = \frac{128 \cdot f_R}{N_D} = \frac{128 \cdot 11 \text{ MHz}}{128} = 11 \text{ MHz} \quad (57)$$

## 5.4 Resultados de la placa mejorada

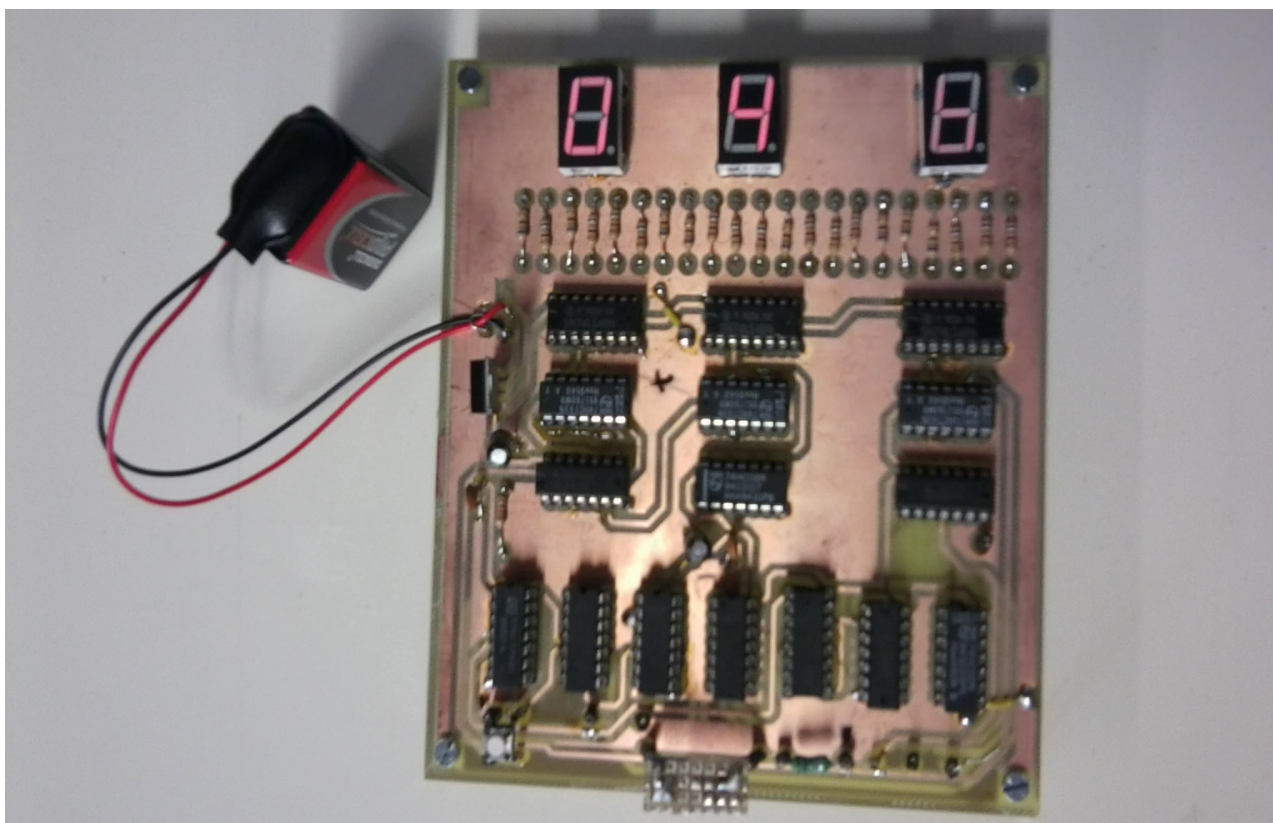
Después de fabricar el primer circuito impreso, y comprobar su funcionamiento, se observó que tenía algunos fallos en el diseño. Estos fallos no eran muy importantes porque tenían fácil solución. Algunos de estos fallos fueron debido a la falta de experiencia y otros debidos a pequeños despistes. Además, se pensó que se podría mejorar el funcionamiento del circuito impreso con cambios fáciles de realizar.

Uno de los errores en el diseño fue la mala colocación del zócalo del sensor. Resulta que el lugar que se había elegido para el sensor era muy pequeño y no había espacio suficiente para conectarlo con el circuito impreso. La solución a este problema fue cambiar el lugar donde estaba el sensor por la posición de la bobina y viceversa. Para ello, se tuvo que cortar las pistas de las entradas y salidas de las puertas inversoras, y luego unir las nuevas conexiones con cables de cobre.

Otro fallo que se observó, fue que algunas patillas estaban en cortocircuito. Al diseñar la placa a doble cara, hay pistas que tienen que soldarse por la parte de arriba. Soldar las pistas a los componentes por la capa TOP tiene el inconveniente de que la soldadura tiene mayor dificultad debido a que el encapsulado de los componentes molesta. Las soldaduras de algunas de las patillas estaban realizando cortocircuito. Esto se solucionó repasando las soldaduras del circuito impreso.

Las primeras ideas surgidas para mejorar la placa fueron: reducir el tamaño de la placa, colocar filtros para eliminar ruidos parásitos, colocar puntos donde colocar cómodamente las sondas del osciloscopio y cambiar los footprints de algunos componentes. En la siguiente sección, se explicarán las mejoras llevadas a cabo.

En la Figura 5.27 se puede ver el resultado del circuito impreso mejorado, en el que se pueden apreciar claramente que los componentes están más juntos entre sí respecto a la placa anterior, para alcanzar mayores frecuencias de oscilación.



**Figura 5.27** Versión mejorada del primer circuito impreso.

### 5.4.1 Mejoras realizadas

En esta sección se detallan los cambios realizados en la placa mejorada respecto al primer circuito impreso. El motivo de las mejoras realizadas en este segundo circuito impreso se explican en la sección 6.3 Propuestas de Mejora. Las mejoras llevadas a cabo son las siguientes:

- Se han colocado pines en puntos estratégicos del circuito impreso para poder colocar las sondas del osciloscopio. Se han colocado dos pines conectados al plano de masa del circuito, sendos pines en las salidas de los osciladores, un pin a la salida del divisor de frecuencia y un pin a la salida de U50B.
- Se han colocado un condensador electrolítico de 1  $\mu\text{F}$  y un condensador cerámico de 1.5 nF entre la patilla 14 del 74HC04 y masa para eliminar posibles ruidos parásitos de las señales de los osciladores.
- Se han reducido las dimensiones del nuevo circuito impreso distribuyendo mejor los componentes y reduciendo el grosor de las pistas. En el nuevo circuito impreso, las pistas siguen caminos diferentes respecto al primer diseño del PCB y algunos componentes se encuentran en distinta localización.
- Se han cambiado los footprints de las resistencias, de la bobina y del zócalo del sensor. En la nueva placa se ha aumentado el tamaño de los footprints de estos componentes.

### 5.4.2 Frecuencias del oscilador de referencia de la versión mejorada

Los osciladores de los dos circuitos impresos tienen frecuencias de oscilación diferentes. Esto es debido a la distribución de los componentes en la placa y a las nuevas capacidades introducidas para eliminar ruido. En la placa mejorada podemos utilizar las bobinas que se indican en la tabla para el oscilador de referencia.

Oscilador de referencia	
Bobina	Frecuencia de oscilación
1 $\mu\text{H}$	No oscila
2.2 $\mu\text{H}$	40 MHz
3.3 $\mu\text{H}$	37 MHz
4.7 $\mu\text{H}$	31 MHz
5.6 $\mu\text{H}$	29 MHz
10 $\mu\text{H}$	23 MHz
22 $\mu\text{H}$	No oscila

**Tabla 5.4** Frecuencias del oscilador de referencia de la versión mejorada.

En la Tabla 5.4 se puede observar que cuanto mayor es la bobina, menor es la frecuencia de oscilación. Pero en esta placa, las bobinas menores de 2.2  $\mu\text{H}$  hacen que el circuito oscile demasiado rápido, por lo que los contadores no son capaces de contar adecuadamente. Con bobinas mayores de 22  $\mu\text{H}$ , el circuito oscilador no oscila y a su salida se obtiene una señal

triangular de 180 MHz con un nivel de continua cercano a los 150 mV.

#### 5.4.4 Resultados de la versión mejorada como modulador en frecuencia

En la versión mejorada, las frecuencias de oscilación de los osciladores son muy superiores a las frecuencias de oscilación del primer circuito impreso construido. En la sección anterior se pudo comprobar que los osciladores de referencia no oscilan igual para la misma bobina. Lo mismo ocurre con los osciladores variables. Los sensores provocan frecuencias de oscilación superiores en la versión mejorada. A continuación, se muestra una tabla con los resultados obtenidos de utilizar un microhilo de 1 cm en el oscilador variable. Las variables estudiadas son las mismas que las de la Tabla 5.3 exceptuando el *Rango de variación*. En esta columna de la Tabla 5.5 se muestra la variación numérica mostrada por los displays de la placa cuando acercamos y alejamos un imán sobre el sensor de MI.

$f_v$	$f_r$	$N_P$	$N_D$	Rango de variación
81 MHz	23 MHz	30	30	30-53
81 MHz	29 MHz	42	40	40-70
81 MHz	31 MHz	45	41	41-72
81 MHz	37 MHz	56	48	48-80
81 MHz	40 MHz	61	53	53-81

**Tabla 5.5** Resultados de la versión mejorada como modulador en frecuencia.

El sensor utilizado en el oscilador variable oscila a 81 MHz cuando está en reposo (sin el imán cerca). Las frecuencias del oscilador de referencia son las obtenidas de utilizar las bobinas mostradas en la Tabla 5.4.  $N_P$  y  $N_D$  son obtenidas con el oscilador variable en reposo.

La pérdida de precisión de los contadores no comienza a los 11 MHz, como ocurría en la primera versión. En esta placa la pérdida de precisión de los contadores no aparece hasta los 29 MHz por lo que podemos ampliar el rango de medida por 3 como se ve en la Tabla 5.5. Esto significa que podemos trabajar con frecuencias de oscilación mayores en el oscilador de referencia. Al trabajar con mayor frecuencia, la sensibilidad aumenta porque los periodos de las oscilaciones son más estrechos. Este hecho está reflejado en la columna de Rango de variación. Se puede observar que la resolución en esta nueva versión se encuentra entre 20 y 30. La mejora es importante respecto a la primera versión, ya que con unos sencillos cambios se ha duplicado la sensibilidad.

El máximo rango conseguido es de 32. Se ha utilizado el microhilo de 1 cm y la bobina de 3.3  $\mu\text{H}$ . El rango de variación está entre 48 y 80 pulsos en cada ráfaga. El inconveniente es que los contadores producen una pérdida de resolución de 7 pulsos. La pérdida de resolución es debida al tiempo de retardo de las puertas lógicas, tal como se explicó en sección 3.5.3.

El máximo rango conseguido sin pérdida de resolución por parte de los contadores es de 23. El rango de variación está entre 30 y 53. En el oscilador de referencia se utiliza la bobina de 10  $\mu\text{H}$ , que oscila a 23 MHz. En el otro oscilador se utiliza el sensor de 1 cm que oscila a 81 MHz.

Para esta placa y con una frecuencia de referencia de 23 MHz se podría encontrar una máxima resolución de 128 pulsos si la frecuencia del sensor fuera también de 23 MHz, lo cual supone un incremento en frecuencia de referente al diseño previo.

## CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES

En el presente capítulo expondremos de forma breve las conclusiones a las que hemos llegado tras la realización de este proyecto. También, se han indicado las posibles mejoras que se pueden realizar sobre el trabajo desarrollado, para obtener una solución más completa. Además, plantearemos una serie de posibilidades y líneas futuras en cuanto a la ampliación del mismo.

### 6.1 Conclusiones

Las conclusiones que hemos podido extraer durante la confección de este proyecto, tanto desde un punto de vista académico como personal, son las se indican en los apartados siguientes. Este trabajo ha tenido tres etapas, por este motivo he dividido el apartado de las conclusiones en tres secciones. La primera etapa ha sido la fase de aprendizaje de OrCAD, de diseño y simulación de los circuitos que componen el circuito impreso. La segunda etapa ha sido la fabricación del circuito impreso, en el cual se ha diseñado el PCB, se han dibujado las pistas de la placa con la fresadora y se han montado los componentes. La última etapa de este trabajo ha sido el análisis de los resultados y la búsqueda de mejoras y futuras aplicaciones.

#### 6.1.1 Conclusiones del diseño con OrCAD

Como se dijo anteriormente, en la primera etapa de este trabajo se aprendió el manejo de OrCAD Capture y de OrCAD Layout Plus a través de tutoriales y de realizar prácticas de simulación de circuitos. Gracias a las simulaciones, se pudo trabajar rápidamente en el diseño de circuitos ya que no era necesario montarlos físicamente para comprobar su correcto funcionamiento. A continuación se exponen las conclusiones de la primera parte de este trabajo.

- El software OrCAD es una herramienta de trabajo efectiva para simular, diseñar y fabricar circuitos electrónicos. Gracias a OrCAD Capture CIS he podido simular el comportamiento del sensor de MI con su modelo eléctrico. He podido realizar numerosas pruebas y verificar el correcto funcionamiento de varios circuitos antes de probar a montarlos en una placa perforada. Además, OrCAD Layout Plus facilita muchísimo la realización de un PCB a partir de un diseño de OrCAD Capture CIS.
- Orcad Capture es un software de diseño eléctrico muy versátil y dinámico porque permite la creación de nuevos componentes y existe la posibilidad de descargar archivos de internet desde las páginas de los fabricantes para incluir nuevas librerías, componentes, plantillas, etc... Sin embargo, su uso en la industria cada vez es menor, ya que las empresas están



optando por otros sistemas, como por ejemplo: PCAD, Altium Designer y DesignSpark.

- El comportamiento de un sensor de MI se puede simular mediante una red de resistores e inductores. El uso de un modelo de simulación ayuda grandemente en el diseño del acondicionamiento del sensor ya que reduce el tiempo de trabajo, así como también permite hacer experimentos rápidos.
- Muchas veces los resultados simulados y los resultados experimentales de un circuito pueden ser algo diferentes. El software no tiene en cuenta factores externos a la hora de simular un circuito. Durante el transcurso de este trabajo he podido comprobar como los ruidos parásitos, las capacidades parásitas y las interferencias creadas por otros equipos eléctricos pueden contaminar y alterar las señales de respuesta de un circuito.
- Para elegir el footprint de un componente hay que tener muy en cuenta cómo es físicamente. Por este motivo, es muy importante conocer el componente y tener a mano sus dimensiones, ya que un mal diseño puede provocar un mal funcionamiento del componente o incluso que no se pueda colocar en el circuito impreso.
- Es muy importante elegir bien la familia lógica de los circuitos electrónicos digitales. No elegir correctamente la tecnología en el que está construida puede impedir el funcionamiento de los circuitos. Un ejemplo muy claro está en los contadores utilizados en este trabajo. Los 74LS93 no funcionan para frecuencias altas, en cambio, los 74HC93 pueden trabajar con señales de hasta 100 MHz.

### 6.1.2 Conclusiones de la fabricación del circuito impreso

La fabricación del circuito impreso engloba: la elección de los encapsulados de los componentes, la distribución de los componentes en la placa, el diseño del PCB, la preparación de los archivos para que la fresadora sea capaz de dibujar las pistas y agujerear los pads en la placa, la soldadura, el montaje y la verificación del circuito impreso.

- A la hora de realizar el diseño de un PCB, lo más importante es la buena colocación de los componentes y luego, hacer bien las conexiones entre los pines de los componentes.
- Una mala soldadura en el circuito impreso puede impedir el correcto funcionamiento del circuito. Incluso, puede provocar cortocircuitos y hacer peligrar el estado de otros componentes de la placa.
- Es importante colocar puntos de conexión exterior en placas experimentales para facilitar la obtención de datos con las sondas del osciloscopio y para conectar generadores de funciones, fuentes de alimentación, etc...
- Soldar por la cara superior puede llegar a ser complicado, ya que el encapsulado de los

componentes reduce el espacio para mover el soldador. Por este motivo, es importante colocar el mayor número de pistas posibles por la cara inferior (cuando no es soldadura superficial).

- Los microhilos de *MI* presentan una gran dificultad a la hora de montarlos en una placa de fibra de vidrio. Para poder soldarlos con estaño, un recurso útil es romper la recubierta de vidrio de los extremos que les protege, para que la corriente tenga continuidad entre el microhilos y el estaño.
- Durante la realización del PCB hay que tener mucho cuidado con la elección del diámetro de los pads, los agujeros del taladro y de que las capas de fabricación estén bien definidas. Ya que si no, podemos eliminar el espacio de cobre para soldar o que la máquina que dibuja las pistas en la placa no tenga los datos suficientes o correctos para trabajar.
- Durante la manipulación de componentes electrónicos, hay que tener cuidado con las descargas electrostáticas. Son un serio peligro para la electrónica, ya que pueden inutilizar dispositivos electrónicos. Los circuitos integrados se fabrican con materiales semiconductores como el silicio y con materiales aislantes como el dióxido del silicio. Cualquiera de estos materiales puede sufrir daño permanente cuando se expone a pequeñas cargas eléctricas. Aunque afortunadamente, la mayoría de los componentes poseen protecciones que evitan su inutilización ante estas descargas.

### 6.1.3 Conclusiones de los resultados obtenidos

En este proyecto se ha pretendido construir un circuito impreso que tenga un oscilador en el que su frecuencia dependa del campo magnético que le rodea utilizando un sensor de magneto-impedancia y que sea capaz de medir esa variación de frecuencia. En este apartado se exponen las conclusiones del análisis de los resultados obtenidos del diseño del circuito impreso. Pero antes, se resumirá el funcionamiento de la placa.

Se ha creado un oscilador en el que su frecuencia depende del campo magnético que le rodea utilizando un sensor de magneto-impedancia. Para saber cuanto varían las oscilaciones, es necesario compararla con una señal de referencia. La frecuencia del oscilador variable se divide entre 256. El resultado es una señal cuadrada periódica de menor frecuencia pero proporcional a la señal anterior. Esta señal es multiplicada por una señal de frecuencia fija procedente de un oscilador Colpitts. El resultado de ésta operación son ráfagas de pulsos. La cantidad de pulsos que caben en cada ráfaga es proporcional a la frecuencia de oscilación del oscilador variable. Un sistema de control se encarga de separar una ráfaga de pulsos cuanto se pulsa un botón. Finalmente, el número de pulsos es contado y mostrado en los displays de la placa.

- Cuando se pulsa el botón del circuito impreso, los displays muestran el número de pulsos que caben en un pulso de una señal cuadrada periódica proporcional a la señal de

oscilación del oscilador variable. La relación entre el número mostrado por los displays y la frecuencia de oscilación del oscilador variable es:

$$f_V = \frac{128 \cdot f_R}{N_D} \quad (58)$$

donde  $f_V$  es frecuencia de oscilación del oscilador variable,  $f_R$  es la frecuencia de oscilación del oscilador de referencia y  $N_D$  es el número mostrado por los displays.

- Si la frecuencia del oscilador de referencia está por encima de los 29 MHz, los contadores pierden precisión al contar pulsos. Para que el oscilador no alcance esta frecuencia, la bobina del oscilador Colpitts no debe ser mayor de 10  $\mu\text{H}$ .
- El circuito impreso diseñado puede servir como herramienta para evaluar la sensibilidad de los sensores. Un mayor rango en los números mostrados por los displays indica una mayor sensibilidad del sensor ante las variaciones del campo magnético.
- Se puede conocer la intensidad del campo magnético ejercido sobre el sensor de MI en el instante que se presionó el pulsador, ya que está relacionado con el periodo de la señal del oscilador variable y éste a su vez, está relacionado con los números mostrados en los displays. Pero para ello, primero es necesario estudiar como se comporta la muestra de MI.
- Se propone como circuito modulador en frecuencias el oscilador variable construido en este trabajo con una puerta NOT y el sensor de MI. La modulación en frecuencia del oscilador Colpitts depende de las variaciones del campo magnético que rodea al sensor.
- La electrónica ofrece infinidad de posibilidades para conseguir un mismo resultado. Este hecho se ha podido comprobar en el Capítulo 4, en el cual se exponen varios circuitos para un mismo fin. Por ejemplo, se demostraron varios circuitos antirrebotes, detectores de flancos, divisores de frecuencia y circuitos visualizadores.
- El circuito de control diseñado para este trabajo puede ser utilizado en otros diseños para extraer un pulso de una señal periódica cuadrada.

## 6.2 Propuestas de Mejoras

A partir de los resultados conseguidos y de las conclusiones finales de la apartado anterior, se pueden formular una serie de propuestas de mejora encaminadas a obtener unos resultados más precisos y satisfactorios. En este apartado se proponen una serie de ideas encaminadas a subsanar los puntos débiles detectados anteriormente.

- Durante las mediciones con el osciloscopio, me dí cuenta de que a la placa le faltan lugares para facilitar la conexión de las sondas del osciloscopio a los puntos de medida claves, como pueden ser las salidas de los osciladores y los puntos de masa. A si que para una segunda versión de la placa se propone colocar pines de conexión en la salidas de los osciladores, a la salida del divisor de frecuencia, a la salida de la puerta AND que multiplica la señal del oscilador de referencia con la señal de los divisores de frecuencia; y por último, colocar un par de pines conectados a la masa del circuito impreso.
- Todas las señales medidas están contaminadas por ruidos parásitos. Para suprimir o reducir posibles ruidos parásitos de las señales, se propone conectar condensadores Bypass entre la patilla de alimentación y masa de las puertas lógicas. Estos condensadores pueden ser de la misma magnitud que los utilizados en el regulador de tensión. El funcionamiento de estos condensadores se explica en al sección 5.1.8.
- Como se puede ver a simple vista, el tamaño del circuito impreso es relativamente grande para el número de componentes que posee. Esto es debido a que no se tuvieron en cuenta las dimensiones de la placa porque no había especificaciones de tamaño para el diseño. Se propone reducir las dimensiones de la versión mejorada de la placa. Esto se conseguiría con un diseño del PCB más comprimido. Se podría lograr colocando los componentes más cerca entre sí, reduciendo el grosor de las pistas, reduciendo la distancia entre la pista-pista, pad-pista y componente-pista
- En el diseño de la placa se han utilizado tres chips 74HC08 cuando se podían utilizar dos. Se decidió utilizar tres en vez de dos para facilitar la conexión de los pines de los componentes en el diseño del PCB. Es posible reducir de tres a dos la cantidad de 74HC08 utilizados con un diseño diferente. Con esto se consigue ahorrar espacio y aprovechar todos los componentes al máximo de su capacidad.
- A la hora de colocar ciertos componentes en el circuito impreso, se observó que el espacio para ellos no era el adecuado debido a que el diseño del footprint que se había planteado inicialmente no era correcto. Por ello, se propone aumentar el tamaño de los footprints de las bobinas, las resistencias y del zócalo para colocar al sensor.
- El circuito impreso está realizado a doble cara. Para facilitar su fabricación y la soldadura de los componentes a las pistas, sería conveniente que la placa fuera de una sola cara. Conseguir esto es algo muy difícil, pero colocando vias, con habilidad y experiencia se

puede realizar.

- Cuando se trabaja con frecuencias muy altas en el oscilador de referencia, los contadores pierden precisión a la hora de contar pulsos. Esto en parte, puede ser debido al retardo de las puertas lógicas. Con un diseño en el que la frecuencia del oscilador de referencia funciona a frecuencias menores, la precisión en la cuenta de pulsos sería perfecta. Otra posibilidad es diseñar un sistema que pueda contar pulsos de señales de alta frecuencia.
- La sensibilidad obtenida en este trabajo, depende fundamentalmente de la sensibilidad conseguida en los osciladores Colpitts. Si se consiguen sensores de MI de diferente lote de fabricación que tengan un mayor rango de variación frente al campo magnético, se conseguirán mejores resultados al tener una mayor resolución.

## 6.3 Líneas futuras de trabajo

La placa diseñada cubre una parte inicial del estudio de sensores MI de los conocidos de modulación en frecuencia a través de un campo magnético externo. Así las líneas futuras posibles serían las siguientes:

- Si no es posible aumentar la resolución a través del oscilador de referencia y contadores; se podría agregar una nueva parte a la placa que trabajara únicamente con el periodo de la señal después del contador, a través de un integrador y un circuito de control para transformar el periodo de la señal a un voltaje en continuo.
- Otra opción de incrementar el rango y al mismo tiempo linealizar el sensor es el uso de un contador incremental no lineal, de tal forma que la no linealidad se ajuste con el tipo de sensor.
- Otra línea abierta sería intentar el diseño de una antena en el mismo PCB de la placa para transmitir la señal del oscilador modulado en frecuencia por el campo magnético. Este tipo de placa tendría muchas aplicaciones ya que propone un diseño compacto y con muchas posibilidades en la redes de sensores.
- Estudiar el comportamiento del periodo de la frecuencia de oscilación en función del campo magnético externo. Dicha relación no ha sido estudiada y encontrarla de forma experimental podría ayudarnos a formular un modelo que podría facilitar el diseño del circuito acondicionador. En general esta relación es dinámica y no lineal cuyo comportamiento no ha sido explotado completamente.
- Dotar de la placa con una interface para poder conectarse al PC y poder capturar los datos que se vayan generando para su posterior análisis.
- Estudiar la relación de la frecuencia del oscilador Colpitts considerando las capacidades parásitas para predecirla o intuir su valor a priori del montaje del PCB.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] ***A phenomenal Spice-model for magneto-impedance sensors*** de Carlos A. De La Cruz Blas, Cristina Gómez-Polo, Alfonso Carlosena y Jesús Olivera.
- [2] ***Magnetoimpedancia de muestras planas en alta frecuencia*** de David de Cos Elices. UPV.
- [3] ***Amorphous wire and CMOS IC-based sensitive micromagnetic sensors utilizing magneto impedance (MI) and stress-impedance (SI) effects*** de Mohri K, Uchiyama T, Shen LP, Cai CM, Panina LV, Honkura Y, Yamamoto M. *IEEE Transactions on Magnetics* 2002; **38**:3063–3068.
- [4] ***Frequency-Modulation-Type MI Sensor Using Amorphous Wire and CMOS Inverter Multivibrator*** de Cai, C.M.; Usami, K.; Hayashi, M.; Mohri, K.; Graduate Sch. of Eng., Nagoya Univ., Japan.
- [5] ***A new frequency-modulation-type MI sensor*** de Wu, Z.M. Yang, X.L. Yang, J.X. Zhao, Z.J. Liu, L.P. Dept. of Phys., East China Normal Univ., Shanghai, China.
- [6] ***Improved Pulse Carrier MI effect by Flash Anneal of Amorphous Wires and FM Wireless CMOS IC Torque Sensor*** Cai, C.M.; Mohri, K.; Honkura, Y.; Yamamoto, M.; Dept. of Electr. Eng., Nagoya Univ.
- [7] ***Amorphous Glass-Coated Microwires for Microwave Applications*** de Iñigo Liberal. UPNA.
- [8] ***Layout Tips for 12-Bit A/D Converter Application*** de Bonnie C. Baker. Microchip Technology Incorporated.
- [9] ***Amorphous wire and CMOS IC-based sensitive micro-magnetic sensors (MI sensor and SI sensor) for intelligent measurements and controls*** de Mohri K, Uchiyama T, Shen LP, Cai CM, Panina LV, Honkura Y, Yamamoto M. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 249 (2002) 351–356.
- [10] ***Temperature effect on the MI ratio of  $\text{Co}_{68\cdot15}\text{Fe}_{4\cdot35}\text{Si}_{12\cdot5}\text{B}_{15}$  amorphous wires*** de O. Montero, D. García, V. Raposo, H. Chiriac, J. Íñiguez. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 290–291 (2005) 1075–1077.
- [11] ***Temperature effects in Co-based amorphous wires*** de O. Montero, D. García, V. Raposo, J. Íñiguez. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 304 (2006) e859–e861.
- [12] ***Sensor de campo magnético basado en el efecto de la magnetoimpedancia gigante*** del Departamento de física de la universidad de Navarra. Presentación NACESA 2005.
- [13] ***Single-supply op amp design*** de Ron Mancini. Senior Application Specialist, Operational Amplifiers. Texas Instruments Incorporated.
- [14] ***An introduction to radio frequency engineering*** de Christopher Coleman. Cambridge.

- [15] ***The SPICE Handbook of 50 Basic Circuits*** de Steven M. Sandler and Analytical Engineering, Inc.
- [16] ***PSpice Virtual Lab 3 – Digital Simulation***. E-logbook. Software Engineering I.
- [17] ***Problemas resueltos de electrónica digital*** de Candido Barian Aisa. Universidad Publica de Navarra 2006.
- [18] ***Creación de Nuevos Componentes Para OrCAD 10.3*** de Miguel Pareja Aparicio. Ed. Marcombo,S.A. 2007.
- [19] ***Fundamentos de electrónica digital*** de Cecilio Blanco Viejo. Thomson 2005.
- [20] ***Microelectronic circuits*** de Adel S. Sedra y Kenneth Carless Smith. Oxford Series in Electrical and Computer Engineering.
- [21] ***Electronica I*** de Fernando Aldana Mayor.
- [22] ***Complete PCB design using OrCAD capture and layout*** de Kraig Mitzner.
- [23] ***Tutorial OrCAD placa\_trans\_DC - v2.0*** de Jose Maria Algueta.
- [24] ***Tutorial Spice PCB*** de Carlos A. De La Cruz Blas.
- [25] ***Lógica digital y microprogramable*** de Novo Álvarez, Pío; Sánchez Miniño, Belisario Ramón; Rodríguez Rodríguez, Amancio, (aut.).Marcombo, S.A.

